

**UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID**

**Escuela Politécnica Superior**

**Departamento de Tecnología Electrónica**



**PROYECTO FIN DE CARRERA**

**CONVERTIDOR CC/CC ELEVADOR CON  
SEGUIDOR DE PUNTO DE MÁXIMA  
POTENCIA MEDIANTE PROCESADOR  
DIGITAL DE SEÑAL**

**Titulación: Ingeniería Técnica Industrial. Electrónica industrial.**

**Autor: Alejandro de Haro Carbonell**

**Tutor: Pedro José Débora Gómez**

**Leganés, Octubre de 2009**



Este proyecto está dedicado a todas esas personas que de manera directa e indirecta han ayudado a finalizar este proyecto así como la realización y finalización, a lo largo de todos estos años, de esta carrera universitaria.

A mis padres, Mercedes y Alfonso, por su paciencia y esfuerzo durante todo el proceso como estudiante, desde ya muy pequeño hasta la misma presentación y defensa de este proyecto. También, y no menos importante a mi novia Saray, que sin ella aún estaría sin terminar la carrera, y por su apoyo en los malos momentos durante el proceso universitario.

También agradecer al tutor Pedro José, por su ayuda y esmero en la realización y perfeccionamiento de este proyecto, y por la paciencia que me ha tenido conmigo manteniendo siempre esa simpatía que le caracteriza.

Para finalizar, animar a todas aquellas personas que todavía están en el proceso universitario, a que a pesar de los malos momentos, al final todo el esfuerzo realizado tiene su recompensa, y no solo a nivel individual, si no también de aquellas personas que indirectamente ayudan a conseguir este objetivo.



# ÍNDICE

<b>ÍNDICE.....</b>	<b>4</b>
<b>OBJETIVOS Y FINALIDAD DEL PROYECTO .....</b>	<b>7</b>
<b>CAPÍTULO 1:.....</b>	<b>10</b>
<b>SISTEMAS FOTOVOLTAICOS.....</b>	<b>10</b>
<b>1.1.- SITUACIÓN ACTUAL: PASADO, PRESENTE Y FUTURO. ....</b>	<b>11</b>
<b>1.2.- EL EFECTO FOTOVOLTAICO. ....</b>	<b>12</b>
<b>1.3.- TIPOS DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS. ....</b>	<b>14</b>
<b>1.4.- Generador fotovoltaico. ....</b>	<b>17</b>
<b>1.4.1.- Célula fotovoltaica.....</b>	<b>18</b>
<b>1.4.1.1.- Rendimiento de la célula solar. ....</b>	<b>21</b>
<b>1.4.2.- Módulo fotovoltaico.....</b>	<b>22</b>
<b>1.4.2.1.- Características eléctricas de un módulo fotovoltaico. ....</b>	<b>24</b>
<b>1.4.2.2.- Factores que afectan al comportamiento de un módulo fotovoltaico.....</b>	<b>28</b>
<b>1.5.- Sistemas de acondicionamiento de potencia.....</b>	<b>31</b>
<b>1.5.1.- Reguladores de carga.....</b>	<b>32</b>
<b>1.5.1.1.- Tipos de reguladores de carga.....</b>	<b>33</b>
<b>1.5.2.- Convertidores CC/CC.....</b>	<b>33</b>
<b>1.5.3.- Convertidores CC/AC o inversores. ....</b>	<b>34</b>
<b>CAPÍTULO 2:.....</b>	<b>35</b>
<b>SISTEMAS DE ACONDICIONAMIENTO DE POTENCIA .....</b>	<b>35</b>
<b>2.1.- SEGUIMIENTO DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA.....</b>	<b>36</b>
<b>2.1.1 Clasificación de los Seguidores del Punto de Máxima Potencia. ....</b>	<b>37</b>
<b>2.1.2 Método de Control Directo del Ciclo de Trabajo. ....</b>	<b>39</b>





2.2.- El convertidor CC/CC. ....	42
2.2.1 Clasificación de los convertidores. ....	44
<b>CAPÍTULO 3:.....</b>	<b>55</b>
<b>LOS PROCESADORES DIGITALES DE SEÑAL (DSP).....</b>	<b>55</b>
3.1.- INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS DE CONTROL DIGITAL. ....	56
3.1.1.- Concepto de DSP. ....	57
3.1.2.- Programación de un DSP. ....	58
3.1.3.- Aplicaciones de un DSP. ....	60
3.1.3.1 Utilización de los DSPs en los sistemas de control de tiempo real. ....	61
3.2.- DESCRIPCIÓN Y CARACTERÍSTICAS DE LA PACA DE DESARROLLO eZdsp TMS320LF2407. ....	62
3.2.1.- Introducción.....	62
3.2.2.- Características Hardware de la placa de desarrollo eZdsp LF2407. ....	65
3.3.- VISSIM: DESCRIPCIÓN Y CONCEPTOS.....	69
3.3.1.- Introducción a VisSim. ....	70
3.3.1.1.- Introducción.....	70
3.3.1.2.- Características de VisSim. ....	71
3.3.1.3.- Áreas de aplicación de VisSim. ....	72
3.3.1.4.- Fabricante. ....	73
3.3.1.5.- Versión. ....	73
3.3.1.6.- Herramientas de VisSim. ....	73
3.3.2.- Conceptos básicos de VisSim Professional. ....	74
3.3.2.1.- Entorno de trabajo .....	74
3.3.2.2.- Bloques. ....	75
3.3.2.4.- Simulación.....	76
<b>CAPÍTULO 4:.....</b>	<b>77</b>
<b>DISEÑO Y DESARROLLO DEL SISTEMA COMPLETO .....</b>	<b>77</b>
4.1.- ESTUDIO PRELIMINAR Y REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA.....	78



4.2.- CÁLCULO DE CONVERTIDOR CC/CC. ....	80
4.3.- DESCRIPCIÓN Y COPONENTES DEL CONVERTIDOR CC/CC.....	84
4.3.1.- El convertidor elevador. ....	84
4.3.2.- Drivers, reguladores de tensión y transductor de corriente. ....	86
4.4.- CÓDIGO IMPLEMENTADO EN EL DSP. ....	88
4.5.- ESQUEMÁTICO DEL SISTEMA COMPLETO Y LAYOUT. ....	92
 CAPÍTULO 5:.....	 97
 SIMULACIÓN Y RESULTADOS EXPERIMENTALES DEL SISTEMA .....	 97
5.1.- OBJETIVOS Y SOFTWARE UTILIZADO.....	98
5.2.- SIMULACIÓN DEL SISTEMA. ....	98
5.3.- RESULTADOS EXPERIMENTALES. ....	101
5.3.1.- Formas de onda reales. ....	101
 CONCLUSIONES .....	 110
 BIBLIOGRAFÍA .....	 112
 PRESUPUESTO .....	 114
 ANEXO.....	 119



## **OBJETIVOS Y FINALIDAD DEL PROYECTO**



Este proyecto tiene como objetivo el diseño e implementación de un sistema completo de convertidor CC/CC elevador. Dicho diseño tiene el objetivo básico de acondicionar la potencia generada por células fotovoltaicas para que pueda ser transferida a la red eléctrica por medio de un inversor.

El sistema constará de tres partes principales, el propio convertidor elevador, un sistema de tratamiento de señales digitales, y un conjunto variado de componentes dedicados a la alimentación adecuada de componentes, *drivers* de las señales de control y un transductor de corriente.

El convertidor elevador será un convertidor del tipo Push – Pull alimentado en corriente, una bobina a la entrada que hace que la corriente se haga prácticamente constante. Éste será el encargado principalmente de elevar la tensión continua de la entrada a la salida. El valor nominal para el que será diseñado este convertidor es de 270 voltios de entrada para ser elevados a 600 voltios de salida, ya que el sistema irá conectado a una etapa inversora de 600 voltios de entrada a 220 voltios de alterna de la red.

El DSP o dispositivo de tratamiento de señales programado, eZdsp LF2407, es una tarjeta hardware con un microprocesador específico de tratamiento de señales tanto digitales como analógicas idóneo para el proyecto al que va a ser utilizado. Dicho dispositivo será programado con un software utilizado llamado VisSim. Todo este sistema de tratamiento y procesamiento de señales hacen aumentar la importancia de este proyecto por gran utilidad y su poca utilización en sistemas de este tipo.

También, debemos hacer uso de diferentes componentes para poder adecuar correctamente todo el sistema, tanto para la alimentación y controlar algunos de los componentes utilizados como para la medición de corriente del panel fotovoltaico mediante un transductor de corriente.

Por último, y no menos importante, el sistema completo está diseñado para que



el panel o conjunto de paneles fotovoltaicos, trabaje en el punto de máxima potencia, independientemente de las condiciones climatológicas existentes en cada momento. Esto se consigue mediante el DSP anteriormente mencionado y el programa que analizará el estado del panel en todo momento y actuando en consecuencia. De esta manera nos aseguramos siempre de estar adquiriendo en todo momento la máxima potencia que los paneles nos pueden ofrecer, de manera completamente automática.



# **CAPÍTULO 1:**

# **SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

## **1.1.- SITUACIÓN ACTUAL: PASADO, PRESENTE Y FUTURO.**

Aunque las bases del efecto fotovoltaico eran conocidas desde principios de siglo, hasta el año 1954 no se consiguió producir la primera célula que aprovechara dicho efecto con un rendimiento razonable [1].

En 1956 Loferski publicó unas tablas de rendimiento de conversión fotovoltaica para todos los materiales semiconductores y a principios de los años setenta se obtuvieron en laboratorio rendimientos del 20% trabajando con células monocristalinas de arseniuro de galio (GaAs). Dicho rendimiento se reduce al producir las células a escala industrial.

Se han realizado experiencias con células compuestas por dos capas: una de sulfuro de cadmio (SCd) y otra de sulfuro de cobre (SCu<sub>2</sub>), que presentan la ventaja de utilizar muy poco material activo y un proceso de fabricación más sencillo. Por el contrario, los rendimientos son tan bajos que no permiten su utilización a escala industrial.

La comercialización de células solares fotovoltaicas comenzó con las de silicio monocristalino, que aún ocupan el primer lugar en el mercado. Más tarde aparecieron las compuestas por material policristalino, de fabricación más económica, aunque de menor rendimiento. Presentan la ventaja adicional de poder ser fabricadas en forma cuadrada y así aprovechar mejor el área rectangular disponible en un panel.

Recientemente han aparecido en el mercado células de silicio amorfo, extendiendo su uso para dispositivos de muy baja potencia, como calculadoras o relojes. También han aparecido tecnologías más sofisticadas, como las películas delgadas de semiconductor o las combinaciones de diversos semiconductores, a fin de optimizar la respuesta a la acción de la luz solar, las celdas de CIS (diseleniuro de indio de cobre) y CdTe (teluro de cadmio). Éstas están comenzando a ser comercializadas.

También podemos destacar una contribución española, las células bifaciales. Estas células son capaces de aprovechar la radiación por sus dos caras, y se experimenta con

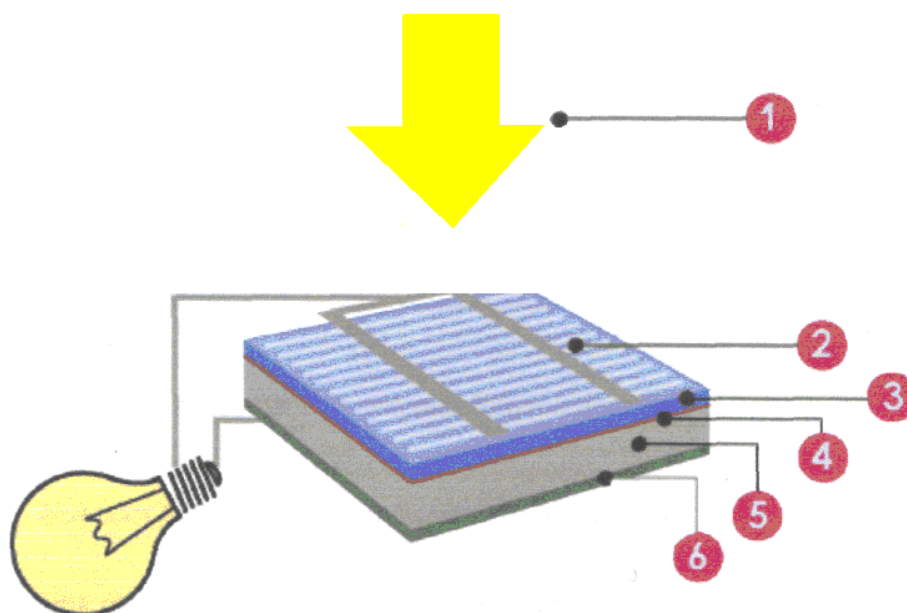
dispositivos concentradores para aumentar la intensidad de la radiación incidente sobre la superficie de la célula.

Las investigaciones para conseguir productos más eficientes y económicos continúan a buen ritmo, a pesar de que son pocas las compañías con capacidad suficiente para acometer las elevadas inversiones que requiere el desarrollo de esta tecnología.

## **1.2.- EL EFECTO FOTOVOLTAICO.**

Para producir electricidad solar, es necesario contar con un panel solar compuesto por una o más celdas solares. Cuando la luz del sol cae sobre una celda solar, el material de la misma absorbe algunas de las partículas de luz, denominadas fotones. Cada fotón contiene una pequeña cantidad de energía. Cuando un fotón es absorbido, se da inicio a un proceso de liberación de un electrón en el material de la celda solar. Dado que ambos lados de una celda solar están eléctricamente conectados, una corriente fluirá en el momento en que el fotón es absorbido. La celda solar genera, entonces, electricidad, que puede ser utilizada inmediatamente, almacenada en una batería o como en el caso de este proyecto, conectarlo a la red [2].





- |                      |                        |
|----------------------|------------------------|
| 1 - Luz (fotones)    | 4 - Capa de desviación |
| 2 - Contacto frontal | 5 - Capa positiva      |
| 3 - Capa negativa    | 6 - Contacto posterior |

*Figura 1.2 Estructura de una celda solar y efecto fotovoltaico*

Mientras las celdas solares permanecen expuestas a la luz, este proceso de liberación de electrones continua y, por ende, el proceso de generación de electricidad. Los materiales capaces de generar este efecto fotovoltaico son los denominados semiconductores. En un proceso de producción especial, las celdas solares son fabricadas de estos materiales semiconductores. Es necesario un tratamiento especial del material semiconductor, porque sino la energía cedida por el fotón se desperdiciaría en forma de calor.

No todos los fotones se comportan del mismo modo en la producción de electricidad por efecto fotovoltaico. Unas frecuencias son más apropiadas que otras para producir dicho efecto, según los tipos de material utilizados. La Respuesta Espectral es una medida de la eficiencia luminosa con que en un determinado dispositivo fotovoltaico se produce la conversión de energía luminosa a energía eléctrica. Como la

luz solar que llega hasta nosotros está compuesta por una mezcla de fotones de frecuencias diferentes, la eficiencia de una conversión será la conjunción de la respuesta espectral para cada frecuencia, dando un resultado global para cada material utilizado.

La física cuántica predice una eficiencia máxima teórica para una célula de silicio de un 26%, cercano al obtenido en laboratorio, pero que no supera el 17% para células comerciales. Este rendimiento puede incrementarse elevando la intensidad de la radiación incidente mediante algún dispositivo concentrador.

### **1.3.- TIPOS DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS.**

Podemos distinguir tres tipos de sistemas fotovoltaicos [2]:

#### **1.- Sistemas autónomos fotovoltaicos.**

Son aquellos que funcionan aisladamente de la red eléctrica. Su principal característica es que requieren de un sistema de acumulación de energía, que garantice la cobertura de las necesidades en todo momento. Normalmente son sistemas adecuados para lugares donde no llega el tendido eléctrico.

Ejemplos de aplicación son:

§ Electrificación de viviendas rurales.

§ Bombeo de agua.

§ Riego por goteo.

§ Suministro a naves ganaderas.

- § Telecomunicaciones: repetidores de señal, telefonía móvil y rural.
- § Sistemas de telecontrol vía satélite y detección de incendios.
- § Zonas protegidas donde no se pueda utilizar tendido eléctrico aéreo.

Entre las principales ventajas se encuentran:

- § Alta fiabilidad.
- § Vida útil prolongada, que puede ser superior a los 25 años.
- § Es una energía respetuosa con el medioambiente.
- § Costes de operación son bajos, puesto que el combustible es gratuito y el mantenimiento es muy poco.
- § Costes de construcción bajos puesto que no es necesario una red de transporte de la energía. Ésta se produce allí donde se consume.
- § Facilidad para la expansión de las instalaciones, dado su alto grado de modularidad.

Sus principales desventajas son:

- § El bajo rendimiento de las células solares hace necesaria una gran superficie de paneles solares para grandes consumos.
- § Alto coste de los componentes del sistema fotovoltaico.
- § El suministro es inestable, puesto que se halla condicionado por las condiciones climáticas.

§ Necesidad de variar la inclinación de los paneles para conseguir maximizar la radiación solar incidente.

## 2.- Sistemas híbridos

Incluyen otros tipos de generadores en el sistema como apoyo en los momentos de baja radiación solar. Pueden ser o no sistemas conectados a la red eléctrica, pero lo más usual es la utilización de generadores diesel o grupos cólicos.

## 3.- Sistemas fotovoltaicos conectados a la red eléctrica.

Un sistema fotovoltaico de conexión a red es un tipo de instalación eléctrica en la que intervienen cinco elementos:

- La energía solar.
- Un grupo de módulos solares fotovoltaicos convenientemente conectados, y situados de tal manera que reciban la mayor cantidad de luz solar a lo largo del año.
- El inversor fotovoltaico de conexión a red eléctrica.
- Las protecciones eléctricas.
- La red eléctrica.

El principio de funcionamiento es el siguiente:

- La energía solar cae sobre el generador fotovoltaico.

- Los módulos solares generan electricidad en corriente continua.
- La corriente continua, que suministra el generador solar fotovoltaico, pasa por las protecciones eléctricas y se entrega directamente al corazón de un inversor. El control del inversor se encuentra conectado al generador solar y a la red.
- El inversor fotovoltaico de conexión a la red es el encargado de proporcionar corriente alterna sinusoidal, a partir de la energía en corriente continua entregada por los módulos solares fotovoltaicos. La energía que entrega este inversor se encuentra sincronizada con la existente en la red de abastecimiento.
- Dicha energía, si no se consume en el mismo sitio donde esté la instalación, es inyectada en frecuencia y fase a la línea de distribución eléctrica existente. De ésta forma queda disponible para otros consumidores.

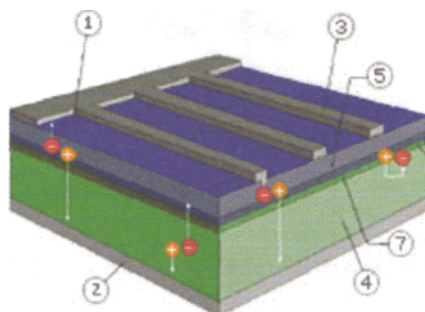
El sistema fotovoltaico conectado a la red eléctrica se ha reglamentado en España y en muchos otros sitios y su principal misión es incrementar la producción de electricidad sin contaminar el medio ambiente. El Real Decreto N° 2818/1998 del 30 de Diciembre de 1998 que entró en vigor a principios de 1999 dice claramente que es obligación de las empresas de electricidad, comprar la electricidad producida por sistemas fotovoltaicos.

#### **1.4.- Generador fotovoltaico.**

Es el elemento encargado de producir energía eléctrica a partir de la energía solar. Esta conversión dependerá de la radiación incidente sobre la superficie, la temperatura ambiente, la suciedad, etc. Su elemento fundamental es la célula fotovoltaica [2].

### 1.4.1.- Célula fotovoltaica

La célula fotovoltaica es una unidad formada por materiales semiconductores capaces de producir, mediante una unión P-N, una barrera de potencial que haga posible el efecto fotovoltaico. El tamaño de cada célula, que depende fundamentalmente del proceso de fabricación, varía desde unos pocos centímetros cuadrados hasta 100 cm<sup>2</sup> o más, y su forma es circular, cuadrada o derivada de estas dos geometrías.



- |   |                                 |
|---|---------------------------------|
| 1 - Capa antirreflexión.  | 4 - Silicio con carga positiva. |
| 2 - Superficie de contacto de la cara posterior (electrodo positivo). | 5 - Silicio con carga negativa. |
| 3 - Rejilla de contacto de la cara anterior (electrodo negativo).     | 6 - Zona de carga espacial      |
|   | 7 - Capa intermedia             |

Figura 1.3 Estructura de una célula fotovoltaica.

Si ambas regiones se disponen adyacentes, algunos de los electrones libres de la región N podrán difundirse hasta la zona P, atravesando la frontera entre ambas y ocupando los huecos libres de la misma. La zona inmediata a la frontera de separación queda cargada negativamente en el semiconductor P y positivamente en el N.

De este modo se establece una barrera de potencial que impide que el proceso de paso de los electrones continúe indefinidamente.

Colocando la cara N de tal modo que reciba la radiación solar, se aprovecha la energía de los fotones incidentes para comunicar su energía a los electrones, de tal modo que puedan superar dicha barrera de potencial y salgan fuera del semiconductor a través de un circuito exterior que recorren hasta volver al semiconductor por la cara opuesta.

Para un estudio de las características eléctricas de la célula fotovoltaica, partimos de su equivalente eléctrico. Este equivalente consta de una fuente de corriente con un diodo en antiparalelo y dos resistencias que representan las desviaciones de la idealidad de los materiales.

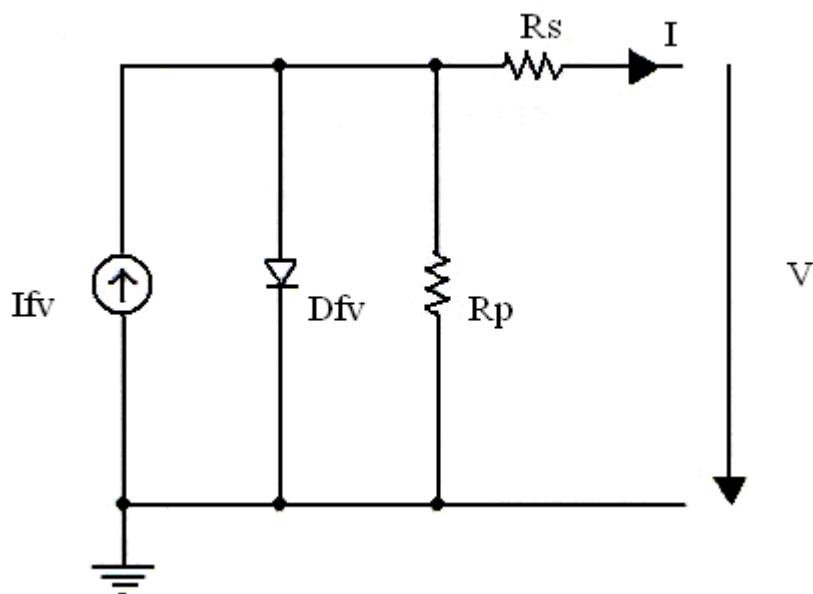


Figura 1.4 Modelo equivalente de una célula fotovoltaica.

La corriente que proporcione la célula fotovoltaica,  $I$ , será:

$$I = I_{fv} - I_D - I_{Rp} = I_{fv} - I_o \left[ e^{\frac{V + IR_s}{V_t}} - 1 \right] - \frac{V + IR_s}{R_p} \quad (1.1)$$

donde:

§  $I_{fv}$  es la corriente debida a la circulación de portadores generada por la radiación solar incidente.

§  $I_D$  es la corriente debida a la recombinación de portadores, corriente de oscuridad.

§  $I_o$  es la corriente inversa de saturación del diodo.

§  $V_t$  es el llamado voltaje térmico, cuyo valor es  $mKT/q$ . K representa la constante de Boltzman, m el factor de linealidad del diodo, T la temperatura de la célula en kelvin y q la carga del electrón.

§  $R_s$  y  $R_p$  son las resistencias debidas a la no idealidad, en serie y paralelo.

Como la resistencia en paralelo suele ser muy alta, generalmente se desprecia el último término de la ecuación y se llega al resultado:

$$I = I_{fv} - I_o \left[ e^{\frac{V + IR_s}{V_t}} - 1 \right] \quad (1.2)$$

Como podemos deducir a partir de la ecuación, existirá una curva característica I-V de la célula fotovoltaica para unas condiciones determinadas



en cada caso. La curva se ve afectada por factores como la intensidad de iluminación, la temperatura y la distribución espectral de la luz solar.

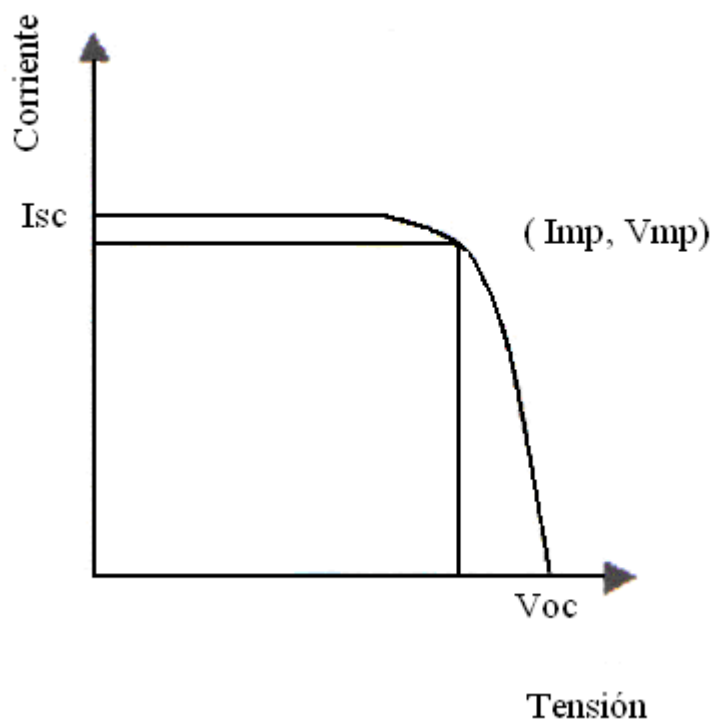


Figura 1.5 Curva I-V de una célula fotovoltaica.

#### 1.4.1.1.- Rendimiento de la célula solar.

La célula comercial tiene un rendimiento aproximadamente igual a la mitad del máximo teórico del material de que está constituida y este bajo rendimiento es uno de los principales aspectos que limitan el desarrollo de la energía solar fotovoltaica. Estas pérdidas de rendimiento se deben a las siguientes causas [2]:

- § Pérdidas por reflexión de la luz en el semiconductor. Para reducir su efecto se deben incluir capas antirreflexión sobre su superficie.

- § Los fotones que inciden sobre los contactos metálicos se pierden, no produciendo efecto fotovoltaico. Para evitarlo debe reducirse el área de éstos, y utilizarlos posteriores.
- § Utilización incompleta de toda la energía de los fotones, puesto que sólo se utiliza parte para superar la barrera de potencial que impide el movimiento del electrón. Para obtener un mejor aprovechamiento de esa energía, se investiga en el diseño de células con varias capas en las cuales el ancho de banda prohibido vaya disminuyendo a medida que los fotones vayan atravesando la célula.
- § La absorción y recombinación disminuyen la corriente neta de portadores. Hay que actuar sobre el proceso de fabricación y sobre los materiales q componen la célula.
- § No se realiza una absorción completa del espectro solar, puesto que los electrones necesitan una energía mínima igual al ancho de la banda prohibida. La parte del espectro de menor energía no se aprovecha, así que reduciendo ese ancho de banda sería mayor al cantidad de radiación solar aprovechada.
- § Por último, al circular la corriente a través de la célula existe una pequeña pérdida por efecto Joule.

#### **1.4.2.- Módulo fotovoltaico**

Una célula suelta solamente es capaz de proporcionar una tensión de algunas décimas de voltio (típicamente alrededor de medio voltio para las células de silicio), y una potencia máxima de uno o dos vatios. Es preciso

conectar entre si un determinado número de células para producir tensiones de 6, 12 o 24 voltios aceptadas en la mayor parte de las aplicaciones [2].

Al conjunto de células así formado, convenientemente ensamblado, protegido contra los agentes externos, y aislado eléctricamente, se le denomina panel o módulo fotovoltaico.

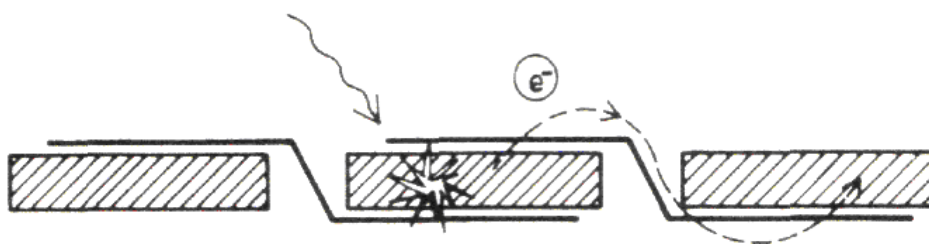


Figura 1.6 Esquema de la unión de las células en un módulo.

En general, un generador fotovoltaico está compuesto por uno o varios módulos, fácilmente conectables entre sí, lo que dota a estos sistemas de una gran modularidad.

La potencia del módulo depende de la irradiación solar. Ésta esta compuesta por la radiación directa, aquella debida a los rayos solares que inciden directamente sobre la superficie, la radiación difusa, que es aquella que llega tras ser desviada de su trayectoria inicial al atravesar la atmósfera, y la de albedo, que es la reflejada por los cuerpos situados alrededor de la superficie del módulo.

La influencia del albedo del entorno sobre la radiación incidente suele ser despreciable, y tan sólo en ubicaciones muy particulares suponen una pequeña ganancia. Para optimizar la captación de energía solar, se inclinan los paneles de tal modo que se capte la mayor cantidad posible de radiación directa, pues es la que incide en las células con mayor energía. Para instalaciones fotovoltaicas que funcionen todo el año y situadas en el hemisferio norte, esa inclinación debe ser

unos 15° mayor que la latitud del lugar donde se halle la instalación, obviamente con orientación al sur.

#### 1.4.2.1.- Características eléctricas de un módulo fotovoltaico.

Los paneles solares adoptan siempre la forma cuadrada, con áreas que van desde 0,1 m<sup>2</sup> hasta 1 m<sup>2</sup>. El grueso total, sin incluir el marco protector, no suele superar los 3 cm. Son relativamente ligeros y, aunque rígidos en apariencia, son capaces de sufrir ligeras deformaciones para adaptarse a los esfuerzos mecánicos a que pudieran ver sometidos. Normalmente constan de módulos de 30 a 48 células de silicio monocristalino [2].

Las características eléctricas de un panel fotovoltaico dependen de las células que lo componen. Éstas se combinan en serie o paralelo de modo que se fabrican paneles de distintos valores de corriente y tensión de salida:

$$I_{\text{mod}} = I_{\text{cel}} \cdot N_P$$

$$V_{\text{mod}} = V_{\text{cel}} \cdot N_S \quad (1.3)$$

(1.4)

donde:

§  $N_P$ , número de agrupaciones de células en serie.

§  $N_S$ , número de células en serie en cada agrupación.

Igual que una célula fotovoltaica, el comportamiento eléctrico del panel puede ser descrito mediante una ecuación matemática.

$$I = N_P \left\{ I_{fv} - I_o \left[ \exp \left( \frac{\frac{V}{N_s} + \frac{IR_s}{N_P}}{A} \right) - 1 \right] - \frac{\frac{V}{N_s} + \frac{IR_s}{N_P}}{R_P} \right\} \quad (1.5)$$

donde:

§  $I_{fv}$  es la corriente debida a la circulación de portadores generada por la radiación solar incidente.

§  $I_o$  es la corriente inversa de saturación del diodo.

§  $R_s$  y  $R_p$  son las resistencias debidas a la no idealidad, en serie y paralelo.

A partir de esta ecuación podemos llegar a la siguiente gráfica i-V, muy similar a la de una célula fotovoltaica.

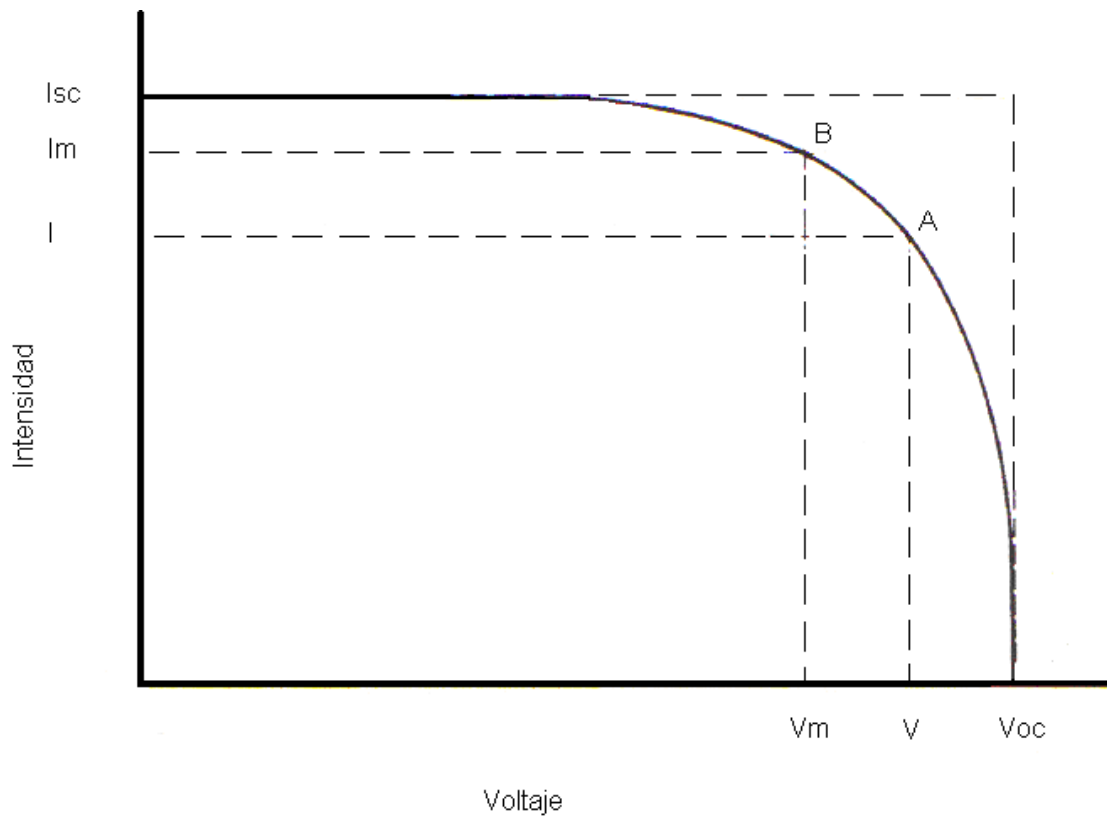


Figura 1.7 Curva I-V de un panel fotovoltaico.

Podremos describir la respuesta de un panel frente a la radiación solar mediante varios parámetros. Para su medida se utilizan unas condiciones normalizadas, que permitan la comparación entre varios paneles. Éstas medidas son:

- § Irradiancia: 1000 W/m<sup>2</sup>.
- § Incidencia normal a la superficie.
- § Temperatura de la célula 25 °C.
- § Distribución espectral: AM 1,5. Es una medida del camino recorrido por los rayos solares que reflejaría la nubosidad. 1 es el valor ideal.

Los parámetros característicos de la curva I-V, y por tanto del panel son:

- § Corriente de cortocircuito ( $I_{sc}$ ): Es la intensidad máxima de la corriente que se puede obtener del panel, bajo unas determinadas condiciones, cuando se cortocircuitan sus terminales.
- § Voltaje a circuito abierto ( $V_{oc}$ ): Máxima tensión que se podría medir, sin permitir que pase corriente alguna entre los bornes de un panel (circuito abierto).
- § Corriente ( $I$ ) a una determinada tensión ( $V$ ): Será aquella que corresponderá a una determinada tensión del panel, producida cuando se conecta una carga al mismo. Deberá cumplir simultáneamente las ecuaciones del panel y característica de la carga. La potencia que el panel entregará en ese punto concreto será  $P=VI$ . En el presente proyecto se desarrollará un convertor CC/CC con el fin de desacoplar la carga del panel de tal modo que se fuerce al panel a entregar la máxima potencia en todo momento.
- § Potencia máxima ( $P_M$ ): Decimos que un panel trabaja en condiciones de potencia máxima cuando la carga del circuito externo es tal que determina unos valores de  $i_M$  y  $V_M$  tales que el producto sea máximo.
- § Eficiencia del panel: Es el cociente entre la potencia eléctrica producida por éste y la potencia de la radiación incidente sobre el mismo.
- § Factor de forma (FF): sirve como medida de la calidad de un panel. Su expresión es:

$$FF = \frac{P_M}{i_{sc} \cdot V_{oc}} = \frac{i_M \cdot V_M}{i_{sc} \cdot V_{oc}} \quad (1.6)$$

donde:

§  $P_M$  : máxima potencia.

§  $V_M$  : Tensión máxima.

§  $i_M$  : corriente máxima.

§  $V_{oc}$  : tensión en circuito abierto.

§  $I_{sc}$  : corriente de cortocircuito.

Cuanto mayor sea el factor de forma, mayor es la potencia que se puede extraer de un panel, para los mismos  $I_{sc}$  y  $V_{oc}$ .

#### **1.4.2.2.- Factores que afectan al comportamiento de un módulo fotovoltaico**

Las condiciones de trabajo reales de los paneles una vez instalados pueden ser muy diferentes a las del laboratorio, por lo que es necesario conocer qué factores afectan a su comportamiento y cuál es su influencia [2].

La energía luminosa captada es fundamental para conocer la energía eléctrica que puede producir un panel. Como la cantidad energía luminosa incidente depende de la orientación e inclinación de ésta, se utilizan sistemas de seguimiento solares (*Trackers*) para maximizarla.

Así mismo, también es de gran importancia la carga conectada al mismo, pues fuerza al panel a trabajar en un punto determinado de la curva I-V. Como hemos mencionado anteriormente, mediante un conversor CC/CC podremos



desacoplar carga y panel, de tal modo que obtengamos la máxima potencia posible en cada momento.

La temperatura de las células fotovoltaicas también es otro factor a tener en cuenta. La corriente de cortocircuito se mantiene prácticamente constante ante las variaciones de la temperatura de las células, pero no ocurre lo mismo en el resto de la curva. Si no se tienen datos suministrados por cada fabricante en particular, pueden tomarse las siguientes variaciones medias.

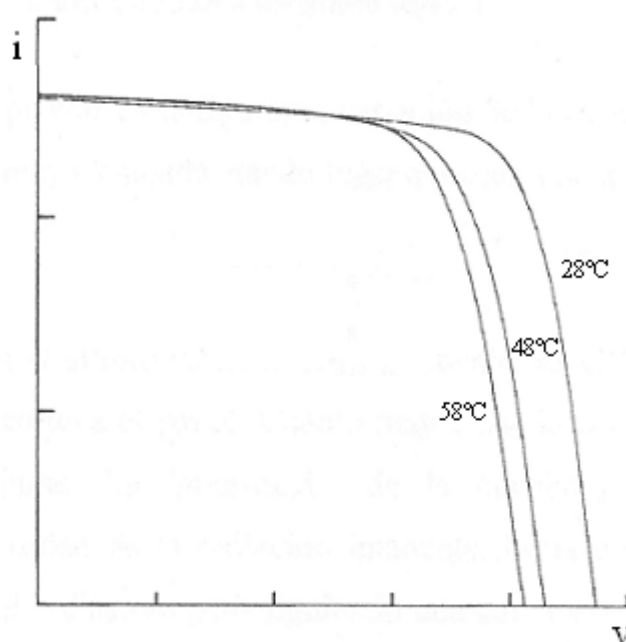


Figura 1.8 Efecto de la variación de la temperatura sobre la curva I-V.

- § En los paneles de células de silicio el voltaje disminuye a razón de 2,3 mV por cada célula que contenga el panel y por cada °C de aumento de su temperatura por encima de 25 °C. La corriente aumenta 15  $\mu$ A por cada centímetro cuadrado de área de células y cada grado centígrado de aumento de la temperatura por encima de 25 °C.
- § Para paneles con tecnología de película delgada las variaciones son respectivamente -2,8 mV/célula y 1,3  $\mu$ A/cm<sup>2</sup> por cada grado centígrado de aumento sobre 25 °C.

Como se puede apreciar en la figura, la variación de la corriente es pequeña, pero la de la tensión es bastante acentuada, dando lugar a un cambio acentuado en la potencia entregada.

La irradiancia es el último factor a tener en cuenta. Es el factor que más influye sobre la potencia que entrega el panel. Cuanto mayor sea la irradiancia mayor será la potencia que proporcione. La intensidad de la corriente es aproximadamente proporcional a la intensidad de la radiación incidente, hasta cierto límite. El voltaje también aumenta con la radiación, pero siguiendo una curva exponencial diferente a la de la corriente.

En la siguiente figura podemos observar su influencia sobre la tensión en circuito abierto y la corriente de cortocircuito.

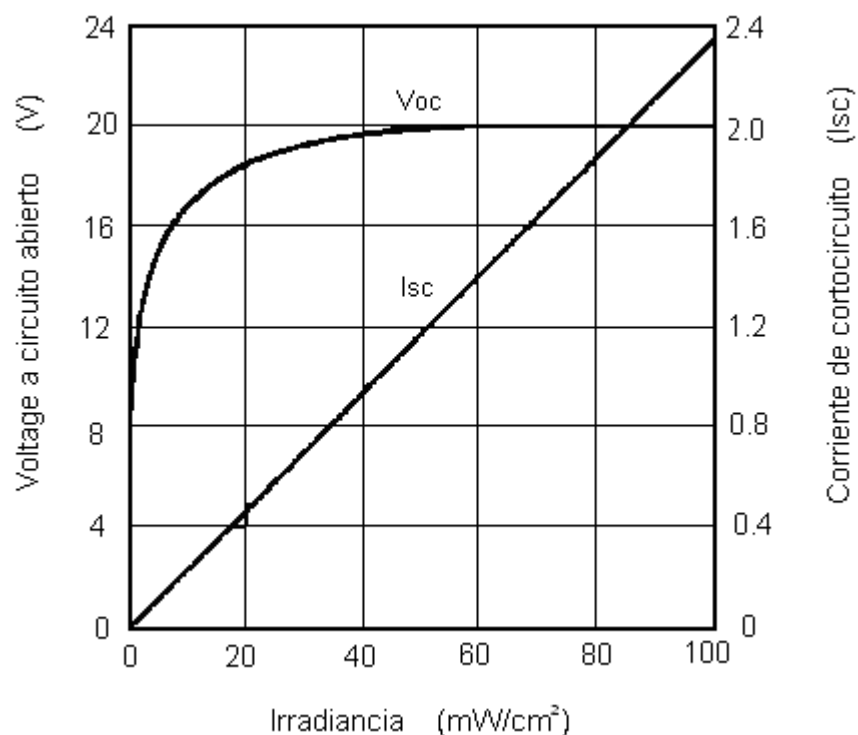


Figura 1.9 Variación de  $v_{qc}$  y de  $j_{sc}$  en función de la irradiancia.

Por último, a modo de resumen, comprobemos el efecto conjunto de las variaciones de temperatura e irradiancia sobre un mismo panel fotovoltaico.

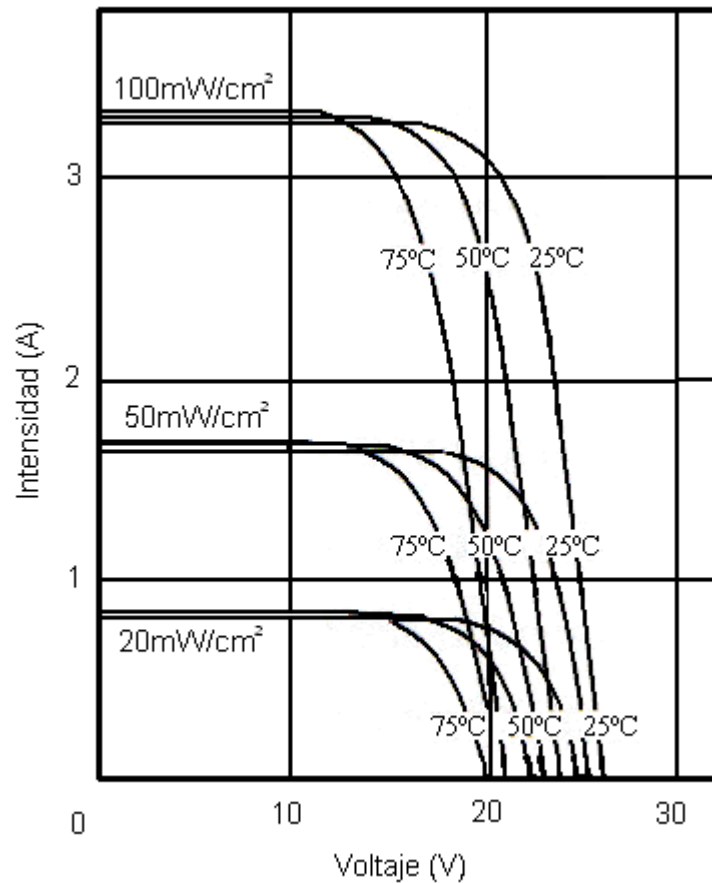


Figura 1.10 Curvas de un módulo a tres temperaturas e intensidades de radiación diferentes.

### **1.5.- Sistemas de acondicionamiento de potencia.**

Del sistema generador, en este caso paneles fotovoltaicos, se conecta un sistema

de acondicionamiento cuya finalidad es la de adecuar la tensión y corriente en función de las características que definan nuestras necesidades, así como también proporcionar la máxima potencia del sistema generador [2].

### **1.5.1.- Reguladores de carga.**

Los reguladores de carga tienen como objetivo controlar la corriente que absorbe una batería acumuladora de energía con el fin de evitar sobrecargas peligrosas, evitando que deje de aprovechar energía captada por los módulos fotovoltaicos.

El regulador de carga mide constantemente la tensión de las baterías, indicando el nivel de carga, y si ésta llega a un valor de consigna previamente establecido, correspondiente a la tensión máxima admisible, impide o limita el paso de corriente hacia la batería.

Las principales funciones que debe incorporar un regulador de carga son:

- § Evitar la sobrecarga de las baterías.
- § Controla el consumo y determina cuales son los consumos prioritarios en caso de no poder atenderse solos.
- § Proporcionar información del estado del sistema a los usuarios, como el voltaje y corriente de la batería, estado de carga o indicadores de alarma.
- § Servir como mecanismo de control para prever la posibilidad de conexión de otros generadores auxiliares de carga.
- § Proporcionar un punto de conexión a otros componentes del sistema.

§ Ajustar los niveles de tensión y corrientes para transmitir aquella potencia que requiera la salida.

#### **1.5.1.1.- Tipos de reguladores de carga.**

Los *reguladores paralelos o shunt*, al detectar un valor de tensión demasiado elevado, derivan la corriente a través de un dispositivo de baja resistencia, convirtiendo su energía en calor por efecto Joule. Están limitados a instalaciones pequeñas, puesto que la disipación de una potencia térmica grande conlleva diversos problemas técnicos.

Los *reguladores serie*, en vez de disipar energía, simplemente interrumpen el circuito cuando la tensión alcanza un valor determinado. Su resistencia es despreciable cuando permite el paso de corriente. Al no existir disipación de calor, estos reguladores pueden ser de tamaño más pequeño, y son aptos para su uso en compartimentos si fuera necesario.

#### **1.5.2.- Convertidores CC/CC.**

Los convertidores CC/CC se utilizan para adaptar la tensión de que proporciona los módulos fotovoltaicos a valores de tensión distintos demandados por nuestras necesidades, ya sean baterías o como en el caso de este proyecto, un inversor. Así mismo, se utilizan para extraer de los módulos la mayor cantidad de energía en cada momento, forzándolos a trabajar en el punto de máxima potencia de la curva  $I - V$ .

El punto de trabajo del sistema resulta de la intersección de las curvas características del generador y carga. El cometido del convertidor es desacoplar el panel y la carga, de modo que la carga que vea el panel en sus extremos sea en todo momento la que le fuerza a trabajar en el punto de máxima potencia.

Como uno de los objetivos de este proyecto es el diseño e implementación de éstos, más adelante se tratará mas adelante.

### **1.5.3.- Convertidores CC/AC o inversores.**

Se utilizan para transformar la corriente continua que se obtiene de los paneles fotovoltaicos o de la batería, en corriente alterna, para alimentar las cargas que la requieran.

Pueden ser conectados a las baterías, a la salida de un convertidor CC/CC o directamente al generador fotovoltaico. A su vez, pueden conectarse a él diferentes cargas, o inyectarse la energía en la red eléctrica, función cada vez más utilizada en la actualidad.

Su funcionamiento está basado en puentes de interruptores, realizados con semiconductores de potencia, con un ciclo controlado de apertura y cierre, generado por ondas de pulsos variables. Cuanto mayor sea la cantidad de pulsos menor será la distorsión armónica y la onda generada se aproximará en mayor medida a una sinusoidal pura.

En aplicaciones poco exigentes, como la iluminación, pueden utilizarse convertidores de onda cuadrada, de menor costo que los sinusoidales.



# **CAPÍTULO 2:**

# **SISTEMAS DE ACONDICIONAMIENTO DE**

# **POTENCIA**

## **2.1.- SEGUIMIENTO DEL PUNTO DE MÁXIMA POTENCIA.**

Como se ha visto con anterioridad, un panel solar tiene una curva característica que relaciona su tensión e intensidad. Al acoplarle una carga, el punto de trabajo sobre esa curva será la intersección entre las curvas características de carga y módulo fotovoltaico. Debido a ello, el sistema se desvía del punto de trabajo donde la potencia entregada por los paneles es máxima [2].

Puesto que el rendimiento de los módulos fotovoltaicos es bajo, es necesario buscar mecanismos que incrementen la eficiencia de los sistemas fotovoltaicos.

Un Seguidor del Punto de Máxima Potencia será un dispositivo que nos permita maximizar la potencia que entregan los módulos fotovoltaicos, es decir, trabajar en el punto de la curva  $I - V$  donde la potencia generada es máxima, el Punto de Máxima Potencia (MPP, "Maximum Power Point").

Los Seguidores del Punto de Máxima Potencia (MPPT, "Maximum Power Point Tracker"), se suelen implementar en los reguladores de carga, lo que aumenta el coste y la complejidad del sistema. Los disponibles actualmente en el mercado poseen rendimientos muy altos, entre el 90 y el 98%, lo que implica que, aunque aumente el coste de instalación inicial, sean rentables en una instalación fotovoltaica.

El incremento de captación de energía con estos dispositivos oscila entre el 30 y 45% en invierno, y entre el 10 y 20% en verano, cuando las condiciones son más estables.

Para conseguir aumentar la potencia entregada por los paneles, existen dos opciones:

- § Dispositivos electrónicos, normalmente convertidores CC/CC, que fuerzan al sistema a trabajar en el Punto de Máxima Potencia, modificando el voltaje de los paneles.



§ Dispositivos mecánicos, como los llamados Seguidores Solares o "trackers", que modifican la inclinación y/u orientación de los paneles para recibir los rayos solares lo más perpendiculares posible. También se utilizan concentradores, para concentrar la irradiación solar que incide sobre las células fotovoltaicas. Los dispositivos mecánicos no pueden ser considerados Seguidores del Punto de Máxima Potencia, puesto que lo que hacen es incrementar la irradiancia que reciben los paneles, no fuerzan a que el sistema trabaje en el Punto de Máxima Potencia.

### **2.1.1 Clasificación de los Seguidores del Punto de Máxima Potencia.**

Básicamente, se pueden clasificar en dos tipos, dependiendo de la forma en que se realiza el seguimiento del punto de máxima potencia, métodos directos y métodos indirectos.

Los métodos indirectos son métodos en gran medida empíricos. Se basan en bases de datos elaboradas mediante la experiencia, utilizando parámetros externos al sistema, para estimar la localización del punto de máxima potencia.

Se utilizan datos sobre las curvas  $i$ - $V$ , corriente de cortocircuito, tensión de circuito abierto, tipo y comportamiento de la carga, temperatura ambiente, etc. Esta información es manejada por un microcontrolador, el cuál calcula el punto de máxima potencia a partir de ella.

La principal ventaja de estos sistemas es la sencillez del software utilizado, puesto que no es exigente con los microcontroladores necesarios, ni con su programación. Su principal desventaja se debe a que la información que se maneja son datos externos, es decir, no se realiza un seguimiento real de las características del sistema que tenga en cuenta modificaciones del sistema como la suciedad, cambio de carga o envejecimiento de los paneles.

Los métodos indirectos solamente son viables en sistemas en los que no vaya a haber cambios significativos en las características de los elementos.

Los métodos directos, utilizan datos obtenidos directamente del sistema, como corriente y tensión, para determinar el punto de trabajo y localizar el punto de máxima potencia. Se basan en el cálculo continuado de la potencia entregada por el generador y la variación del punto de trabajo del panel. Mediante un algoritmo de cálculo, generalmente implementado en un microcontrolador, se comprueba si la potencia ha aumentado o disminuido con respecto al estado anterior.

Puesto que se realiza un seguimiento real del sistema, no es necesario conocer irradiación, temperatura o las características de la carga para implementar el algoritmo de control, a diferencia de los métodos indirectos. Estos métodos serán independientes de los cambios que se produzcan en el sistema. Así mismo, tienen una gran eficiencia, puesto que se logran grandes aproximaciones a la mayor potencia que se pueda obtener en cada instante.

La modificación del sistema, comprobando que la potencia actual sea mayor o menor que la anterior, hará oscilar el sistema alrededor del MPP. La modificación de los parámetros de trabajo del sistema se realiza mediante el control del ciclo del regulador de potencia, de tal modo que variando el ciclo de trabajo nos desplazamos sobre la curva  $I - V$ . Este sistema de regulación se conoce como control por modulación por ancho de pulso (PWM). La frecuencia de conmutación del convertidor permanece constante, variando el tiempo que permanece abierto o cerrado el interruptor.

Los principales métodos directos son:

§ Método de la *Diferenciación*, que se basa en la obtención de la tensión y la corriente que son solución en cada momento de la ecuación de la derivada de la potencia generada con respecto al tiempo ( $dP/dt$ ). Puesto que ha de realizar varios cálculos, el sistema resulta lento y pierde eficiencia.

- § Método de la *Conductancia Incremental*, analiza la derivada de la potencia generada respecto de la tensión del módulo fotovoltaico ( $dP/dV$ ), ya que en el MPP la derivada es nula. A la derecha de ese punto la derivada es negativa y a la izquierda es positiva. El método es rápido y da buen rendimiento, sobre todo ante condiciones atmosféricas inestables, pese a que requiere un circuito y un algoritmo de control más complejo.
- § Método de *Perturbación y Observación*, que se basa en el estudio de la reacción del sistema ante una variación de la tensión del panel. Si esa modificación produce aumento de potencia, se sigue perturbando el sistema en el mismo sentido. Si la potencia generada disminuye, se realiza la perturbación en sentido contrario. Para realizar la perturbación se modifica el ciclo de trabajo del convertidor.
- § Método de *Control Directo del Ciclo de Trabajo*, que estudiaremos en profundidad, puesto que es el que se decidió implementar en este proyecto.

### 2.1.2 Método de Control Directo del Ciclo de Trabajo.

Los métodos anteriores están basados en la regulación del voltaje o la corriente de salida del panel fotovoltaico según la señal de corriente o voltaje de referencia, que es constante o se deriva de las características de salida del panel fotovoltaico.

En este caso se controla directamente el ciclo de trabajo del convertidor CC/CC, forzando que la derivada  $dP/dD$  se haga cero.

Desde el punto de vista del convertidor CC/CC tenemos que la corriente de salida del panel es la corriente de entrada del convertidor, y sucede lo mismo

con la tensión.



Figura 2.1 Tensiones y corrientes de entrada y salida del convertidor

La potencia de entrada del convertido será el producto de  $V_{in}$  y  $I_{in}$ . Como en este proyecto se desarrollará un convertidor CC/CC elevador, sabemos que se cumplirá que:

$$V_o = \frac{V_{in}}{2(1-D)} \left( \frac{N_s}{N_p} \right) \quad (2.1)$$

donde:

§  $V_o$ : tensión de salida.

§  $V_{in}$ : tensión de entrada.

§  $N_s$ : número de vueltas del devanado secundario del transformador.

§  $N_p$ : número de vueltas del devanado primario del transformador.

Podemos expresar la potencia entregada por el panel en función de la tensión de la salida del convertidor CC/CC y de la corriente de entrada:

$$P_0 = P_{in} = 2(1 - D) \cdot rt \cdot V_0 \cdot I_{in} \quad (2.2)$$

donde:

§  $P_0$  = Potencia de salida.

§  $P_{in}$  = Potencia de entrada.

§  $V_0$  = Tensión de salida.

§  $D$  = Ciclo de trabajo.

§  $I_{in}$  = Corriente de entrada.

§  $rt$  = Relación de transformación.

Para cada tensión de salida  $V_0$  habrá un ciclo de trabajo  $D$  para el que el valor de la potencia sea máximo. Para alcanzarlo se pueden utilizar circuitos analógicos, o microcontroladores digitales.

En el proyecto se ha implementado este método de control con la ayuda de una placa de desarrollo eZdsp LF2407. Midiendo la corriente del módulo fotovoltaico y mediante la ecuación (2.2) se calcula la potencia en cada instante, y es comparada con la medición anterior. En caso de ser mayor, incrementamos el ciclo de trabajo en el sentido actual. Si fuera menor, incrementaríamos el ciclo de trabajo en el sentido contrario. Mediante sucesivas iteraciones se alcanza el entorno del MPP, con mayor precisión cuanto más pequeño sea el incremento del ciclo.

Este método de control destaca por su simplicidad y su bajo coste. En un solo lazo se realizan todas las operaciones necesarias para decidir el sentido del incremento del ciclo, y se pueden alcanzar eficiencias muy altas. En su contra se encuentra que su respuesta ante condiciones climáticas rápidamente cambiantes es menos eficiente que la de otros métodos, pero con una velocidad de ejecución más alta se mejora la respuesta.

## **2.2.- El convertidor CC/CC.**

Como se ha dicho con anterioridad, el punto de trabajo de los paneles fotovoltaicos depende de la carga a la que se conecten. Si dicha carga es tal que no trabajen en el MPP el sistema estaría infrautilizado, lo cual puede desembocar en provocar un sobredimensionamiento de la superficie de captación [2].

También puede suceder que una carga provoque que el panel trabaje en el MPP, pero solo para una irradiancia dada, desaprovechando el resto de posibilidades.

Si se conectan los paneles fotovoltaicos directamente a las baterías, éstas forzarán el punto de trabajo de los paneles a la tensión en la que se encuentren. Puesto que el único modo de controlar un sistema de este tipo es la tensión a la entrada del inversor.

La misión del convertidor CC/CC es desacoplar la carga del sistema de generación de tal modo que éste último siempre vea la carga que le fuerza a trabajar en el MPP entre sus terminales. En la siguiente figura se ve como se desplaza el MPP para distintas irradiancias, lo que hará necesario cambiar el punto de trabajo a lo largo del tiempo.

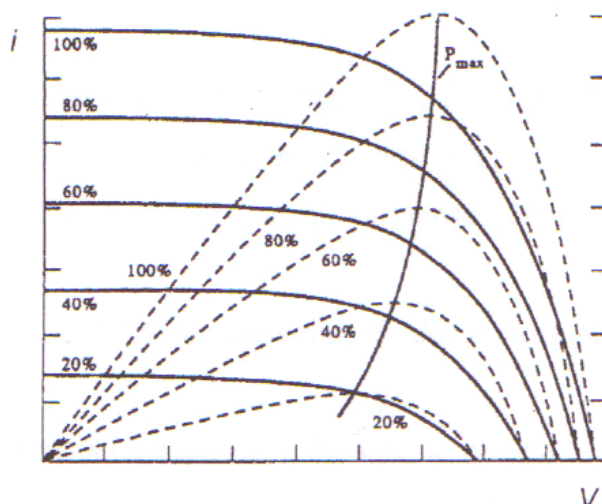


Figura 2.3 Variación de la potencia generada (curva a trazos) por un panel y evolución del punto de máxima potencia.

Si se conectan los paneles a un convertidor CC/CC de ciclo de trabajo constante, éste se fija de tal modo que el punto de funcionamiento del panel no se encuentre en el punto de máxima potencia, dando una tensión de entrada distinta a la que debería dar en el MPP (ya que la tensión de salida del conversor se mantendrá siempre constante por el inversor).

Para implementar un MPP, la opción adecuada es la utilización de un convertidor CC/CC con ciclo de trabajo variable. El convertidor, gobernado por un micro, podrá asumir las funciones de regulador y la búsqueda del punto de máxima potencia. Este tipo de convertidor podrá adaptar el ciclo de trabajo al seguimiento en tiempo real del sistema, de tal modo que se adapta a condiciones cambiantes.

Para el funcionamiento correcto del convertidor CC/CC es necesario un circuito de control que decida en todo momento cómo ha de funcionar el convertidor, es decir, cuál va a ser su función de transferencia. Dicho circuito de control será el encargado de realizar el seguimiento en tiempo real del sistema: tensión de los paneles, corriente entregada o potencia generada por los mismos.

El circuito de potencia es el encargado de extraer la potencia a los paneles y transmitirla al inversor.

### 2.2.1 Clasificación de los convertidores.

Los convertidores CC/CC se pueden clasificar según la existencia o no de aislamiento galvánico en su configuración [3].

Los convertidores sin aislamiento son más sencillos y fiables, pero tienen el inconveniente de la conexión eléctrica entre la entrada y la salida. La masa del subcircuito generador es la misma que la del subcircuito consumidor.

Si no existe aislamiento galvánico, se pueden distinguir tres topologías fundamentales, (para las funciones de transferencia se muestran las del modelo corriente continuada, MCC):

- Topología reductora: la tensión de salida del convertidor es menor que la tensión de entrada.

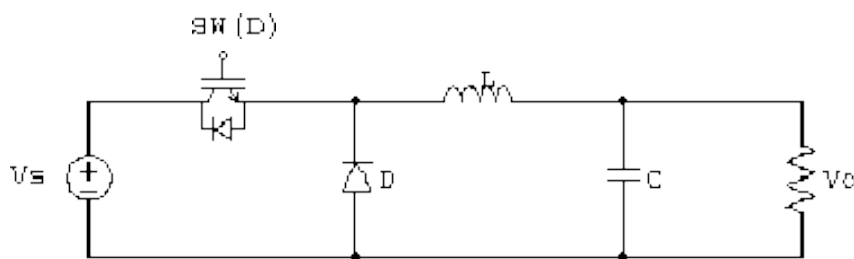


Figura 2.4 Convertidor reductor

Su función de transferencia en modo continuo es:

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.3)$$



donde:

§  $V_o$ : tensión de salida.

§  $V_s$ : tensión de entrada.

§  $D$ : ciclo de trabajo.

- Topología elevadora: el nivel de la tensión de salida es mayor que el proporcionado por los módulos fotovoltaicos. Este convertidor es el que se desarrolla en el proyecto y en el capítulo cuarto se realizará un estudio concreto sobre él.

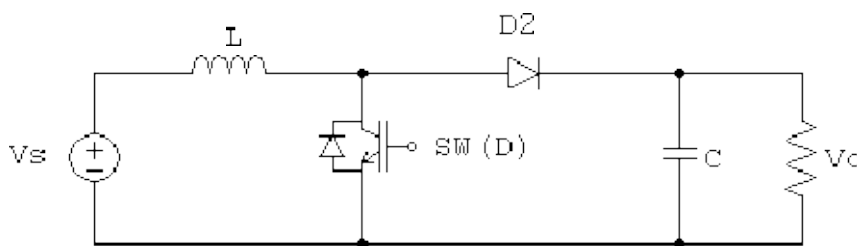


Figura 2.5 Convertidor elevador.

Su función de transferencia en modo continuo es:

$$V_o = \frac{V_s}{(1-D)} \quad (2.4)$$

donde:

§  $V_o$ : tensión de salida.

§  $V_s$ : tensión de entrada.

§  $D$ : ciclo de trabajo.

- Topología reductora-elevadora: Eleva o reduce la tensión de salida respecto a la de entrada. Existe un rango de ciclos de trabajo para los que funciona como un convertidor reductor, y para el resto eleva la tensión.

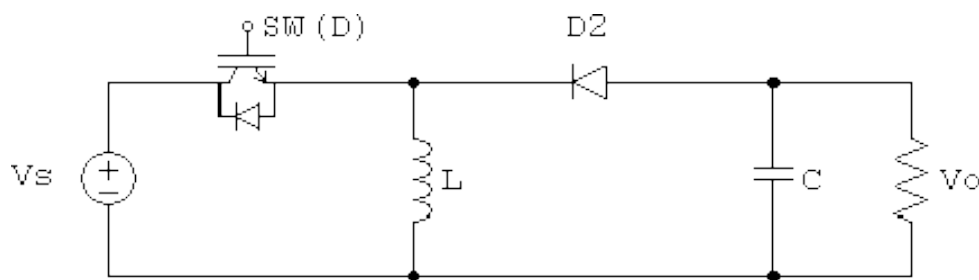


Figura 2.6 Convertidor reductor-elevador.

Su función de transferencia en modo continuo es:

$$\frac{V_o}{V_s} = -\frac{D}{1-D} \quad (2.5)$$

donde:

§  $V_o$ : tensión de salida.

§  $V_s$ : tensión de entrada.

§  $D$ : ciclo de trabajo.

Las topologías con aislamiento galvánico utilizan transformadores. De este modo, la entrada y la salida no están conectadas eléctricamente. Las más importantes son las siguientes:

§ Topología Flyback: Su comportamiento es similar el del convertidor reductor-elevador que se nombró anteriormente.

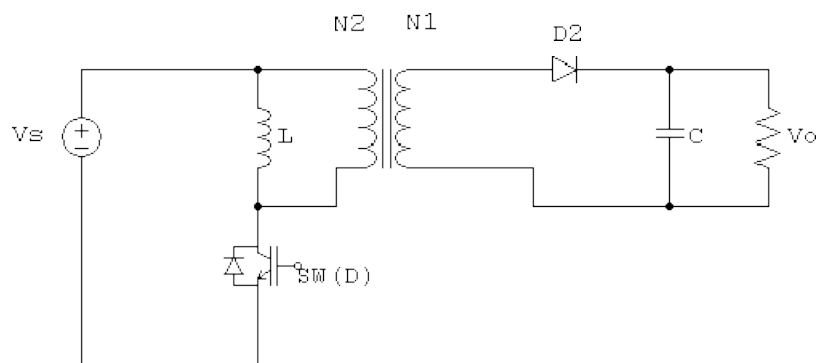


Figura 2.7 Convertidor Flyback.

Su función de transferencia en modo continuo es:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{D}{1-D} \quad (2.6)$$

donde:

§  $V_o$ : tensión de salida.

§  $V_s$ : tensión de entrada.

§  $D$ : ciclo de trabajo.

§  $N_1$ : número de espiras del primario del transformador.

§  $N_2$ : número de espiras del secundario del transformador.

- Topología Forward: el convertidor Forward tiene un funcionamiento similar al del convertidor reductor, pero con aislamiento galvánico.

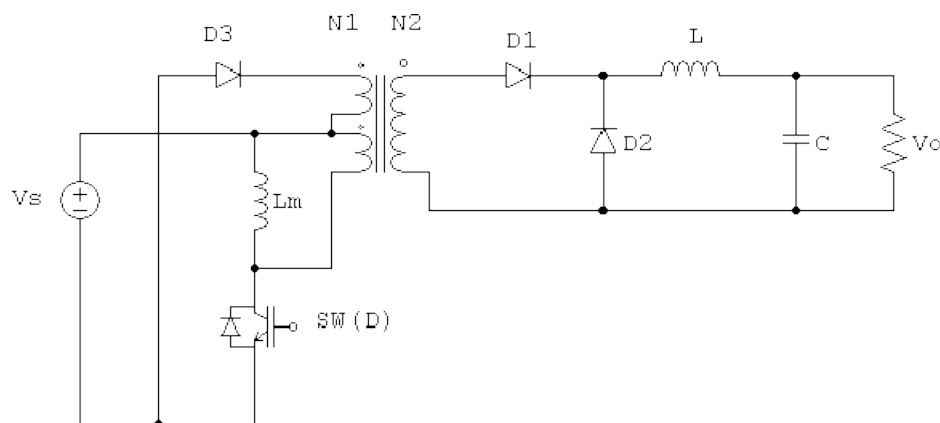


Figura 2.8 Convertidor Forward.

Su función de transferencia es:

$$\frac{V_o}{V_s} = D \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (2.7)$$

donde:

§  $V_o$ : tensión de salida.

§  $V_s$ : tensión de entrada.

§  $D$ : ciclo de trabajo.

§  $N_1$ : número de espiras del primario del transformador.

§  $N_2$ : número de espiras del secundario del transformador.

- Topología Push - Pull: El circuito, las señales de control y la función de transferencia se muestran a continuación.

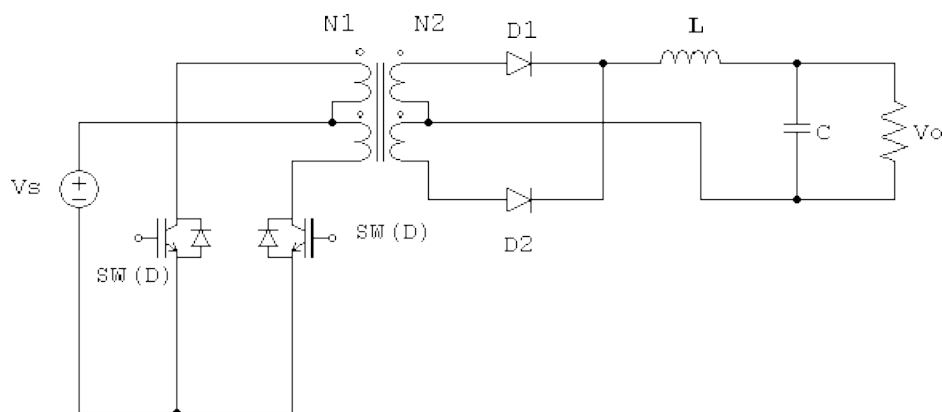


Figura 2.9 Convertidor Push - Pull y señales de control asociadas.

Su función de transferencia es:

$$\frac{V_o}{V_s} = 2D \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (2.8)$$

donde:

§  $V_o$ : tensión de salida.

§  $V_s$ : tensión de entrada.

§  $D$ : ciclo de trabajo.

§  $N_1$ : número de espiras del primario del transformador.

§  $N_2$ : número de espiras del secundario del transformador.

- Topología en Puente Completo: El circuito, las señales de control y la función de transferencia se muestran a continuación.

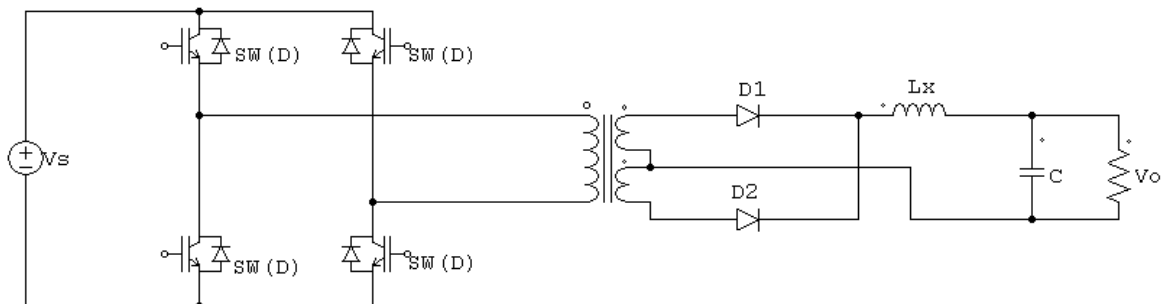




Figura 2.10 Convertidor en Puente completo y señales de control asociada.

Su función de transferencia es:

$$\frac{V_o}{V_s} = 2D \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (2.9)$$

donde:

§  $V_o$ : tensión de salida.

§  $V_s$ : tensión de entrada.

§  $D$ : ciclo de trabajo.

§  $N_1$ : número de espiras del primario del transformador.

§  $N_2$ : número de espiras del secundario del transformador.

- Topología en Medio Puente: El circuito, las señales de control y la función de transferencia se muestran a continuación.

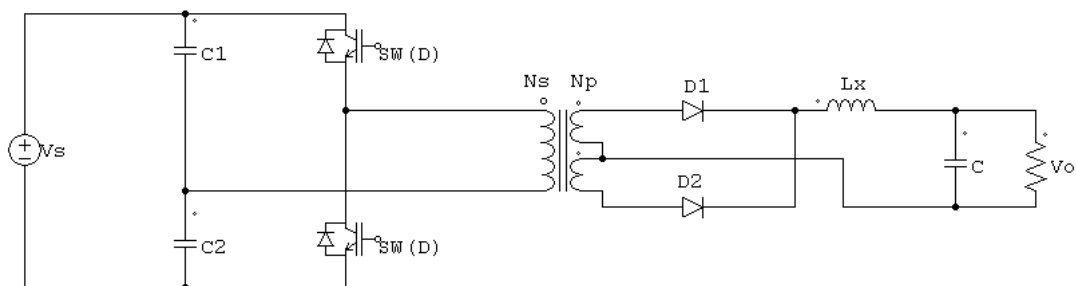


Figura 2.11 Convertidor en Medio puente y señales de control asociadas.

Su función de transferencia es:

$$\frac{V_o}{V_s} = D \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (2.10)$$

donde:

§ Vo: tensión de salida.

§ Vs: tensión de entrada.

§ D: ciclo de trabajo.

§  $N_1$ : número de espiras del primario del transformador.

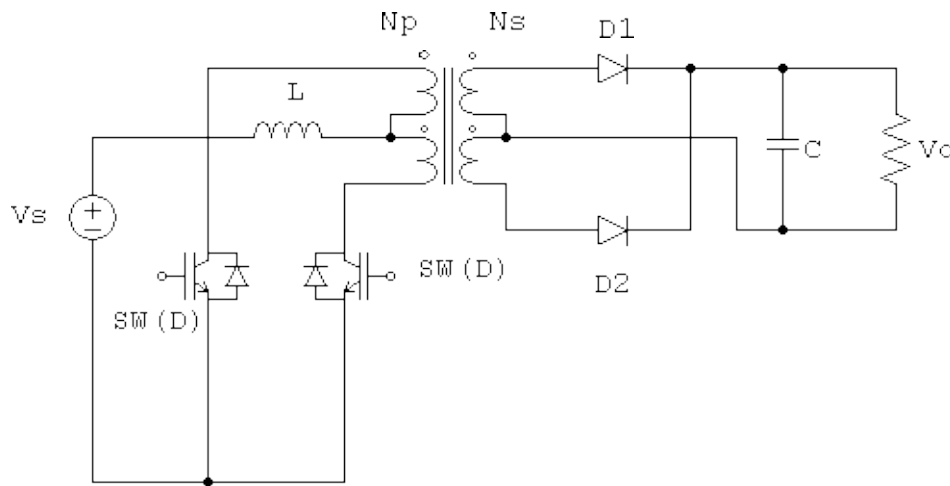
§  $N_2$ : número de espiras del secundario del transformador.

- Convertidor alimentado en corriente: Los convertidores descritos anteriormente en este capítulo se denominan convertidores alimentados en tensión. Otro método que se puede emplear para controlar la salida es



establecer una fuente de corriente constante. El circuito de la Figura 2.12 es una modificación del convertidor push - pull donde se ha desplazado la bobina  $L_x$  del lado de salida del transformador al lado de entrada. Al tener transformador, ofrece una separación galvánica entre la salida y la entrada.

Al ser el circuito utilizado en el proyecto, se explicara mas afondo en el capítulo 4.



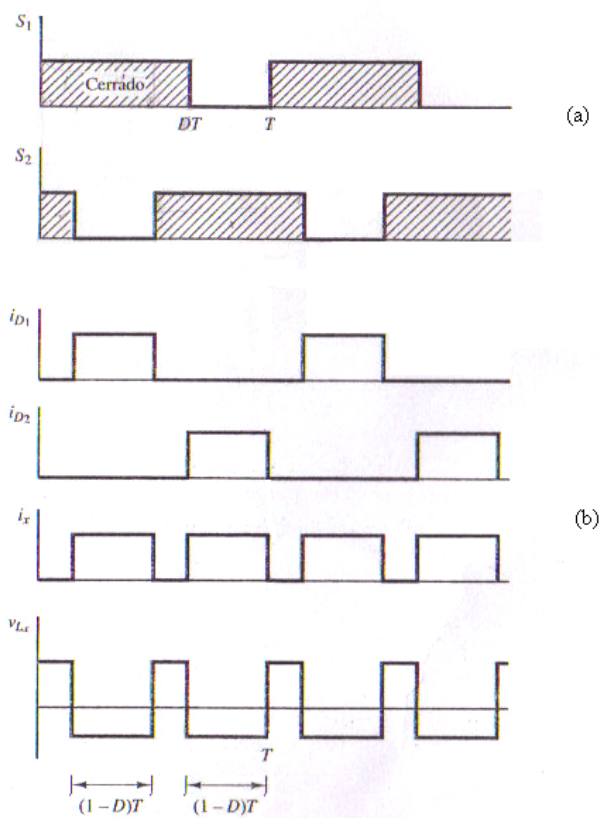


Figura 2.12. Convertidor en Medio puente y señales de control asociadas. (a) Secuencia de conmutación. (b) Formas de onda de corriente y tensión.



# **CAPÍTULO 3:**

# **LOS PROCESADORES DIGITALES DE**

# **SEÑAL (DSP)**

### **3.1.- INTRODUCCIÓN A LOS SISTEMAS DE CONTROL DIGITAL.**

Este capítulo está dedicado a un sistema de control que utilizaremos para controlar el punto de máxima potencia del panel fotovoltaico, el cual, será controlado por el ciclo de trabajo de las señales que controlan la apertura y cierre en los “interruptores” (ya sean MOSFET o, como en el caso de este proyecto, IGBT), y que genera un dispositivo, que podría ser pasivo, es decir, que dicho ciclo de trabajo sea constante, y en tal caso, el panel fotovoltaico no tendría por qué trabajar en el punto de máxima potencia, o podría ser con lazo cerrado, es decir, que, como en nuestro caso, dicho dispositivo genera la señal con ciclo de trabajo variable dependiendo de las condiciones a las que en cada instante se encuentra el panel fotovoltaico, mediante mediciones de tensión, corriente u otras mediciones. Este dispositivo, para hacer todo el procesamiento de la señal, debe ser rápido y eficaz, para lo cual se suele utilizar microcontroladores o como en nuestro caso microprocesadores de señal, ya que deben realizar mediciones, procesarlas y generar la señal en función de lo procesado [6].

Un *sistema de procesamiento digital de señal* se define como cualquier sistema electrónico que realiza un procesamiento digital de señal aplicando operaciones matemáticas a señales representadas de forma digital. Las señales son representadas digitalmente mediante secuencias de muestras. Estas muestras, se obtienen de señales físicas utilizando transductores y convertidores analógico-digitales.

Existen muchas y grandes razones para la utilización de sistemas de control completamente digitales. La más importante es que pueden realizar funciones mucho más complejas que un sistema analógico con una arquitectura que es flexible. También se debe hacer notar que presentan un mayor grado de inmunidad frente a las perturbaciones procedentes del convertidor. Por otra parte, carecen de las derivas y saturaciones propias de los sistemas no digitales.

Hoy en día, los sistemas digitales de control basados en microprocesadores que

son capaces de realizar su función en tiempo real se vienen imponiendo. En un sistema digital, las señales están representadas por un conjunto de muestras mientras que en un sistema analógico las señales y el proceso son continuos. Para considerar que un sistema digital realiza un control en tiempo real debe ser capaz de procesar todos los datos obtenidos en un determinado instante de muestreo antes de que lleguen los siguientes. Esto implica que el procesador tiene limitado el tiempo de ejecución de los programas al valor del periodo de muestreo lo que obliga a optimizar su rapidez. Esto lleva al desarrollo de procesadores especializados para realizar cálculos a gran velocidad.

Los avances en la tecnología de fabricación de circuitos integrados abren nuevas áreas de desarrollo basadas en los procesadores digitales de señales o DSP. Estos, actualmente, son elementos muy comunes en el diseño electrónico. Principalmente se encuentran DSP en circuitos de sistemas de audio, control de motores y sistemas de telecomunicaciones.

### **3.1.1.- Concepto de DSP.**

Un *procesador digital de señal* (DSP) es un microprocesador especial con una arquitectura y unas instrucciones que han sido diseñadas para implementar sencilla y rápidamente operaciones de procesamiento de señal. Los DSP utilizan arquitecturas especiales para acelerar los cálculos matemáticos intensos implicados en la mayoría de sistemas de tiempo real. Las arquitecturas de un DSP incluyen circuitería para ejecutar de forma rápida operaciones de multiplicar y acumular, conocidas como MAC. A menudo poseen arquitecturas de memoria que permiten un acceso múltiple para permitir de forma simultánea cargar varios operandos.

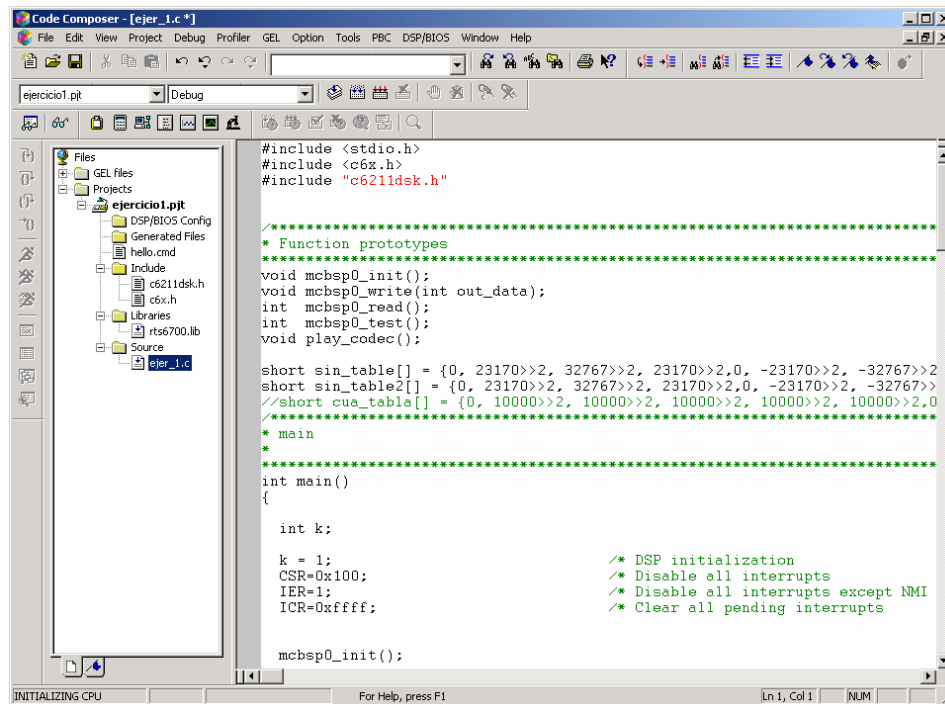
Si bien, en principio, el corazón de un sistema de procesamiento digital puede ser un microcontrolador, un procesador de propósito general o un procesador digital de señal (DSP), en sistemas en los cuales la carga de cómputo es muy alta, la mejor solución pasa por escoger un DSP.

Las aplicaciones comunes de los DSPs operan con señales reales y analógicas, continúa en el tiempo. Los procesadores digitales, manejan información discontinuamente, mediante una serie de números binarios, por lo que se hace necesario, en principio, transformar las señales analógicas a digitales. Esta transformación se realiza gracias a los ADCs (Conversor Analógico – Digital). Cuando finaliza la etapa de conversión analógica – digital, los datos son puestos a disposición del DSP que ahora estará en condiciones de procesar la información. Los datos ya procesados son devueltos, eventualmente, mediante una etapa final que transforma el formato digital a analógico.

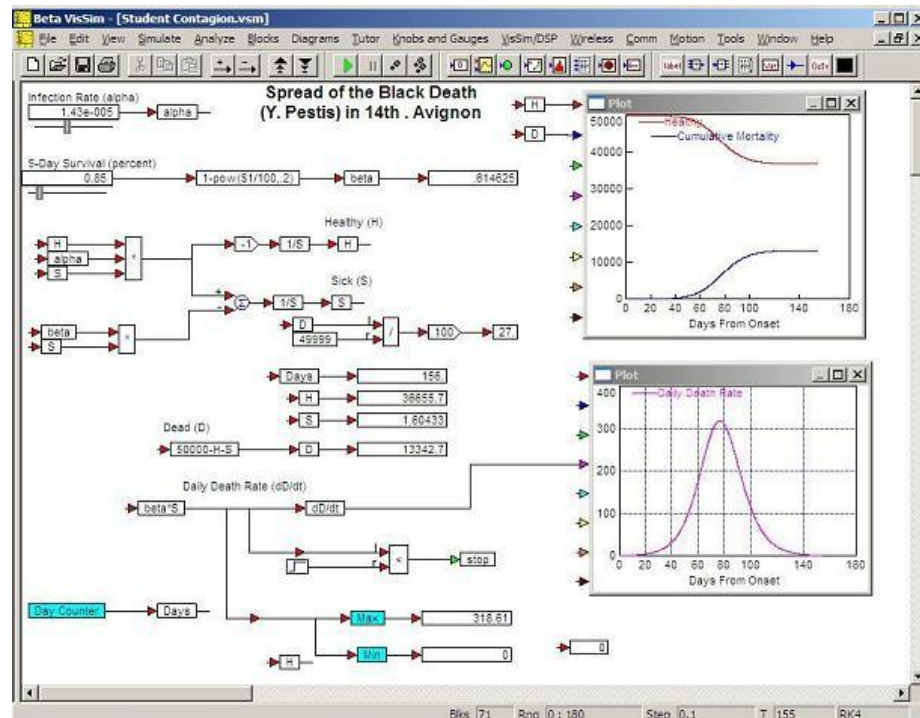
Los conversores ADC deben adquirir la información lo suficientemente rápido como para captar las fluctuaciones relevantes de las señales. Si se dispone de un ADC lento, se perderá parte de la información. El DSP, por su parte, también tiene la misión de operar rápidamente para el correcto procesamiento de las señales que le llegan desde el ADC.

### **3.1.2.- Programación de un DSP.**

Los procesadores digitales de señales son programables tanto en C como en lenguaje ensamblador. De un tiempo a esta parte, muchos fabricantes están consiguiendo que sus aplicaciones programen DSP, algunos ejemplos son Matlab, Labview o VisSim. Cada familia de DSP tendrá sus propias herramientas de programación, que serán suministradas por el fabricante [5].



*Figura 3.1. Herramienta de desarrollo Code Composer Studio.*



*Figura 3.2 Entorno de desarrollo VisSim.*



### 3.1.3.- Aplicaciones de un DSP.

Los procesadores digitales de señal se utilizan en muchas aplicaciones que van desde una electrónica de consumo hasta sistemas radar. Ningún procesador por si mismo satisface todas las necesidades de todas las aplicaciones. Por lo tanto, es tarea del diseñador elegir un procesador fijándose en aspectos tan relevantes como el coste, facilidad de desarrollo, consumo, prestaciones y otros factores que cubran las necesidades de la aplicación en particular. Cada tipo de procesador es ideal para un rango particular de aplicaciones.

Si tenemos como referencia la representación numérica en bits, los DSPs de 16 bits son óptimos para sistemas de voz tales como teléfonos ya que ellos operan con un rango de frecuencias de audio estrecho. Si nombramos como ejemplo los stereos de alta fidelidad, estos requieren ADCs de 16 bits y un procesador de 24 bits de coma fija. Con los 16 bits se puede capturar todo el rango de la señal de audio y junto con los 24 bits del procesador se permite operar con comodidad los resultados de las operaciones. Simulaciones científicas, procesamiento de imágenes y gráficos 3-D requieren procesadores de coma flotante de 32 bits y ADCs de 24 bits ya que necesitan un rango dinámico mucho mayor.

En sistemas con un gran volumen de producción como la telefonía celular o los reproductores digitales de audio el coste es un aspecto clave para el diseñador. En sistemas portátiles, alimentados con baterías, el consumo es crítico.

La facilidad de desarrollo es de menor importancia para el diseñador en estas aplicaciones, el gran volumen de producción justifica el esfuerzo extra de desarrollo.

Encontramos otro tipo de aplicaciones que engloban a aquellas que procesan un volumen importante de datos y usan algoritmos complejos. Estas las



podemos encontrar en la exploración sonar o sísmica, donde se tiene un volumen de producción bajo, los algoritmos son más exigentes y el diseño del producto es más complejo. Viendo esto, el diseñador buscará un DSP que tenga máximas prestaciones y facilidad de uso.

### **3.1.3.1 Utilización de los DSPs en los sistemas de control de tiempo real.**

Los sistemas de telefonía móvil, de tratamiento de imágenes y de control de dispositivos de almacenamiento informáticos han estado tradicionalmente ligados a los DSP ya que estos disponen de estas posibilidades:

- Control de sistemas multivariable complejos mediante procedimientos inteligentes como redes neuronales.
- Realización de control adaptativo. Debido a su velocidad pueden controlar y monitorizar simultáneamente un proceso y mediante un algoritmo dinámico de control adaptarse a los cambios sobre el modelo teórico.
- En el sector de las telecomunicaciones, para la codificación ADPCM, cancelación de eco o telefonía móvil y cifrar conversaciones en teléfonos celulares para mantener la privacidad.
- En el campo militar, para el procesamiento de sonar, radar o guía de misiles.
- En el campo de la medicina, en instrumentación médica como por ejemplo las imágenes ultrasónicas.
- En tarjetas de sonido, se utilizan para comprimir y descomprimir formatos de audio o en amplificadores estéreo, que se programan para simular efectos de sala de concierto o de cine en el hogar.

- Realizan diagnósticos por monitorización mediante FFT o análisis de espectro posibilitando prever fallos a través del espectro de frecuencia de las vibraciones mecánicas.
- Pueden generarse filtros Notch, de elevada pendiente para eliminar la banda de resonancia mecánica, etc.
- Aplicación en el control de accionamientos de motores y generadores eléctricos proporcionando una PWM de alta resolución, posibilitando la reducción de la cantidad de armónicos generados lo que se traduce en una reducción en el coste de filtros pasivos o implementando algoritmos de gran complejidad, para el control en tiempo real de generadores y motores.

TMS320C1X	TMS320C2X	TMS320C5X	TMS320C3X	TMS320C4X
Decodificadores DTMF	Módems multinorma	Módems HST y V32	Aceleradores gráficos 3-D	Procesamiento de imágenes
Osciloscopios digitales	Posicionamiento de cabezales de discos	Codificadores de voz GSM	Audio digital profesional	RADAR
Audífonos	Suspensiones activas	Cancelación de eco	Multi-media	Realidad virtual
Instrumentos musicales	Instrumentación médica	ADPCM	Videotelefonos	Procesamiento paralelo

Tabla 3.1 Aplicaciones de DSP según familias de Texas Instruments.

### **3.2.- DESCRIPCIÓN Y CARACTERÍSTICAS DE LA PACA DE DESARROLLO eZdsp TMS320LF2407.**

#### **3.2.1.- Introducción.**

EL DSP TMS320LF2407 de Texas Instruments es el dispositivo que nos permite controlar el conversor CC/CC, generando los pulsos de 20kHz cuyo ciclo de trabajo varía en función del punto de máxima potencia en el que se encuentra el panel o conjunto de paneles. Los dispositivos 240x poseen un núcleo que ofrece un alto rendimiento a bajo costo y baja potencia, ideales para tratamiento de señales analógicas y digitales como por ejemplo para generar PWM o sincronización de distintas señales [6].

Como se puede ver en la figura 3.3, el eZdsp TMS320LF2407 el fabricante nos proporciona todo lo necesario para comenzar a utilizar nuestro dispositivo, fuente de alimentación, cable paralelo (aunque también admite comunicación JTAG mediante pines externos), manuales y un software gratuito así como los drivers necesarios para el uso y programación mediante el ordenador. Este software proporcionado es el entorno de desarrollo Code Composer Studio V3.3 y los archivos de cabecera F2407 necesarios para la programación del chip. En este proyecto, el CCS no se utilizará, pero sus correspondientes drivers que serán instalados en nuestro PC. Sin estos drivers, no es posible programar el procesador mediante el entorno de desarrollo que se utilizará, VisSim/Embedded Controls Developer 6.0 para TI F243, F240x, F281x, F280x, F283x y MSP430.



Figura 3.3 Fotografía del paquete completo del eZdsp TMS320LF2407.

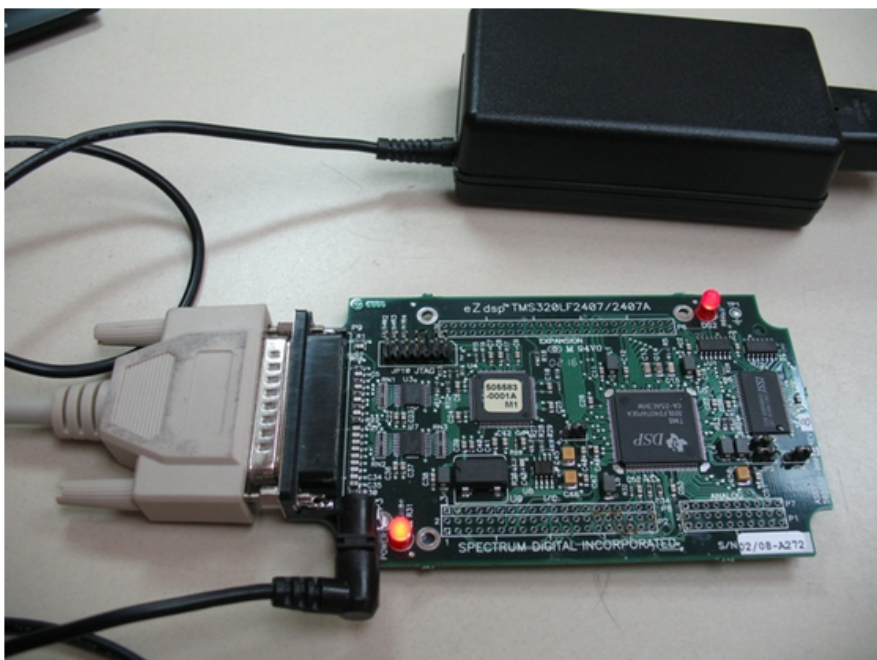


Figura 3.4 Fotografía del eZdsp TMS320LF2407.



### 3.2.2.- Características Hardware de la placa de desarrollo eZdsp LF2407.

A continuación, se nombran las características hardware principales que se encuentran en la plataforma de desarrollo eZdsp F2407:

- Ciclo de instrucciones de 33ns.
- Realiza 30 millones de instrucciones por segundo.
- RAM (16 bit de palabra), una de acceso dual de 544 DARAM, y otra de acceso simple de 2K SARAM.
- Una memoria flash en el chip de 32k en 4 sectores de 4k, 12k, 12k y 4k con 16 bits de palabra.
- Una interfaz de memoria externa.
- 4 timers , 12/16 comparadores , PWM.
- 6/4 capturadoras CAP/QEP.
- Watchdog Timer.
- 10 bits de ACD, con 16 canales y 500ns de conversión mínima.
- 41 pines de entrada y salida digitales.
- Posee también interrupciones externas así como también las características SPI, SCI, CAN.
- Voltaje de alimentación 5v, 3.3v el procesador.

- Permite la conexión JTAG.

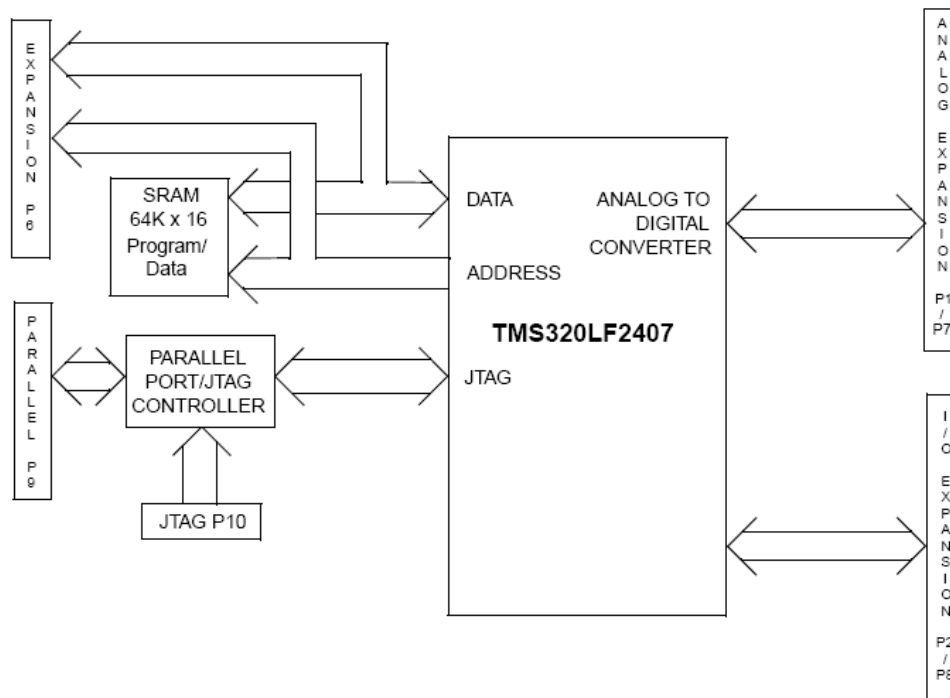


Figura 3.5 Diagrama de bloques del eZdsp.

Como ya hemos comentado, la placa es alimentada a 5v, el cual requiere 200mA, para alimentar tanto la lógica como el procesado de datos y demás características de la misma.

La memoria del programa esta configurada como se muestra en la tabla 3.2.

Hex	
0000	Interrupts (On chip Flash)
003F	
0040	On-chip Flash ROM (Flash) (4 Segments)
7FFF	
8000	SARAM (PON = 1) External RAM (PON = 0)
87FF	
8800	External RAM
FDFF	
FE00	On-Chip DARAM Image B0 (CNF = 1) External RAM (CNF = 0)
FEFF	
FF00	On-Chip DARAM B0' (CNF = 1) External (CNF = 0)
FFFF	

**t** RAM is mirrored from 0x0000-0x7FFF when the processor is set to microprocessor mode

*Tabla 3.2 Direccionamiento del espacio de memoria de programa.*

El esquema de la memoria de datos se muestra a continuación, figura 3.7.

Hex	
0000	Memory-Mapped Register and Reserved
005F	
0060	On-Chip DARAM B2
007F	
0080	Reserved
01FF	
0200	On-Chip DARAM B0 (CNF = 0)
02FF	Reserved (CNF = 1)
0300	On-Chip DARAM B1
03FF	
0400	Reserved
07FF	
0800	SARAM (PON = 1)
0FFF	External (PON = 0)
1000	Reserved
6FFF	
7000	Peripheral Memory-Mapped Registers (System, ADS, SCI, SPI, I/O, Interrupts)
73FF	
7400	Peripheral Memory-Mapped Registers (Event Manager A)
743F	
7440	Reserved
74FF	
7500	Peripheral Memory-Mapped Registers (Event Manager B)
753F	
7540	Illegal
7FFF	
8000	External RAM
FFFF	

Tabla 3.3 Direccionamiento de la memoria de datos.

La placa posee numerosos conectores tanto digitales como analógicos, así como de entrada y/o de salida, como muestran la tabla 3.4 y la figura 3.6.



Connector	Function
P1/P7	Analog Interface
P2/P8	I/O Interface
P3	Power Connector
P6	I/O Expansion Connector
P9	Parallel Port/JTAG Controller Interface
P10	JTAG Interface

Tabla 3.4 Conectores y función.

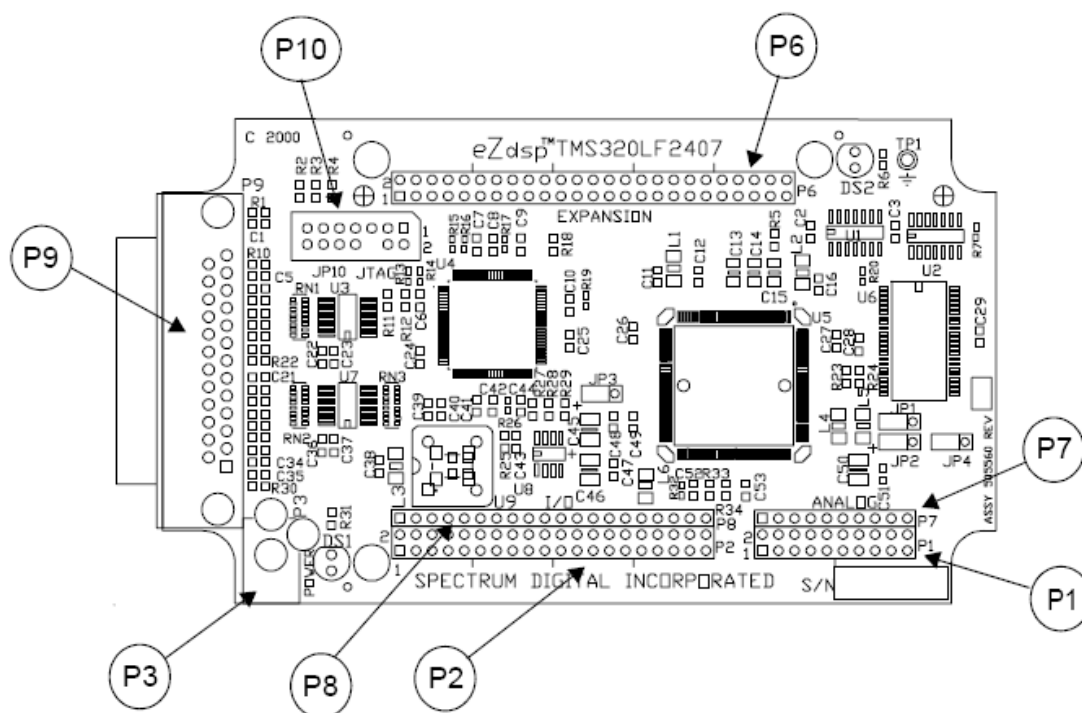


Figura 3.6 Situación de los conectores.

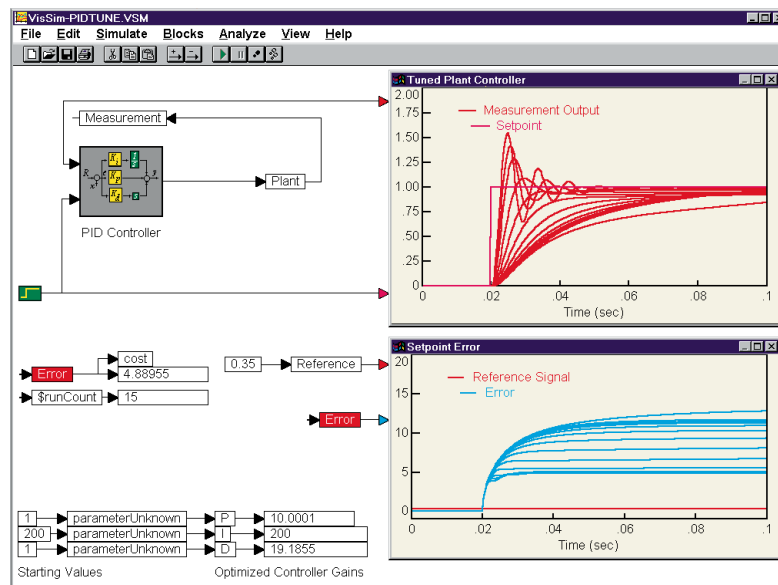
### 3.3.- VISSIM: DESCRIPCIÓN Y CONCEPTOS.

### 3.3.1.- Introducción a VisSim.

Con esta herramienta realizaremos el programa que será cargado en el DSP, éste será el que dipare los dos IGBTs de nuestro convertidor CC/CC, previa etapa “driver” de la señal. Ya que el programa es parte también fundamental de nuestro convertidor, haremos una breve explicación del software que hemos utilizado para la realización del programa, y a demás, por que se trata de una herramienta de programación no muy común y quizás algo extraña en los primeros pasos de aprendizaje y utilización del mismo [5].

### 3.3.1.1.- Introducción.

VisSim es un entorno desarrollado principalmente para tanto la simulación como el modelado de sistemas dinámicos. La aplicación ofrece un espacio para el diseño de modelos, cuya definición se lleva a cabo mediante bloques, y una potente herramienta de simulación.



*Figura 3.7 Entorno de desarrollo VisSim*

Esta interfaz visual ofrece al programador un método simple mediante el cual puede construir y modificar modelos complejos. El motor de simulación provee al usuario de rápidas soluciones para diseños de sistemas lineales, no lineales, continuos, discretos e híbridos. Proporciona un entorno que permitirá realizar las tareas de modelado y simulación del sistema sin escribir ninguna línea de código. Además, si los requerimientos del diseño se extienden mas allá de lo contemplado en la librería de bloques de VisSim, se puede incluir bloques de usuario escritos en C, Fortran o Pascal.

### 3.3.1.2.- Características de VisSim.

A continuación se destacan las más relevantes que hacen que VisSim sea un entorno ideal para el modelado y simulación de sistemas dinámicos:

- a) Construcción de diagramas mediante bloques.
- b) Más de 120 bloques para modelar sistemas.
- c) Incorpora bloques funcionales que sirven de herramienta para diseño electromecánico, hidráulico, térmico, químico, de procesamiento de señal, de control de procesos o de alimentación.
- d) Soporte para números complejos y operaciones con matrices.
- e) Lectura y escritura de archivos de datos en formatos .txt, .csv, .m, .mat o .wav.
- f) Intercambia información en tiempo real con cualquier otra aplicación Windows que puede contener ActiveX utilizando los bloques *ActiveXreal* y *ActiveXwrite*.

- g) Habilita o deshabilita selectivamente la ejecución de bloques compuestos y establece la velocidad de ejecución de un bloque compuesto.
- h) Integración de Matlab. Se ejecuta comandos, funciones y ficheros .m de Matlab desde una sesión de Matlab. VisSim arranca automáticamente Matlab y accede a sus variables para utilizarlas en un modelo de VisSim.
- i) Visualización 3D. Se crean gráficos 3D a partir de datos arbitrarios, y rota los gráficos en tres dimensiones.
- j) Procesado de cadena de caracteres. Se crean cadenas de caracteres que VisSim muestra cuando ocurre un suceso condicional.
- k) Convierte funciones de transferencia continuas a su función de transferencia discreta equivalente, y viceversa utilizando el método de Tustin.
- l) Entradas interactivas con botones, deslizadores, etc. y salidas con displays numéricos, 2D, 3D, gráficos, luces o animaciones.
- m) Integración en VisSim de programas de usuario en C o C++ como bloques particularizados.

### **3.3.1.3.- Áreas de aplicación de VisSim.**

Empresas pertenecientes a diferentes sectores del mercado emplean este programa para resolver problemas específicos de ciencia e ingeniería. VisSim es utilizado en el sector aeroespacial, transporte, sistemas de comunicación, control de movimiento, procesado de señal, control de procesos, simulación en tiempo real o en el sector energético.

#### **3.3.1.4.- Fabricante.**

Visual Solutions, desde 1989, se dedica al desarrollo de software Windows para el modelado y simulación de sistemas. Los productos VisSim de esta compañía, son utilizados por empresas en todo el mundo para modelar, simular y empotrar sistemas de control, comunicaciones y procesamiento de señal.

#### **3.3.1.5.- Versión.**

La versión del programa VisSim Professional que se utilizará en el presente proyecto, v.6. Actualmente se dispone de versiones posteriores para micros mejorados, pero en la realización de éste proyecto se utilizó un DSP que requería esta versión.

#### **3.3.1.6.- Herramientas de VisSim.**

VisSim no es sólo una interfaz gráfica, sino que también incluye un conjunto de herramientas complementarias que ofrecerán al diseñador múltiples posibilidades. El programa principal de simulación llamado Professional VisSim, estará formado de módulos optativos que permitirán, por ejemplo, conectarse con hardware externo(*VisSim/Real Time*), diseñar prototipos DSP(*VisSim/DSP*) o generar automáticamente el código C del diseño de bloques realizado por el programador (*VisSim/C-Code*). Se tienen también herramientas como *VisSim/Comm* o *VisSim/DPCS*. El primero es pensado para el diseño de sistemas de comunicaciones analógicos, digitales y sistemas híbridos(se dispone de bloques para el diseño de filtros analógicos y discretos, filtros adaptativos,

matemática compleja, y bloques para la simulación de sistemas de comunicaciones completos como canales, codificación/decodificación, etc.) mientras que el segundo se orienta al control de procesos, pudiéndose monitorizar y conocer situaciones actuales de procesos, así como simular procesos dinámicos. Mediante *VisSim/Optimize* se aumentan las posibilidades de optimización de parámetros que ya están disponibles en la herramienta básica. Otra serie de complementos aumentan las funcionalidades de las herramientas de simulación como *VisSim/Analyze* con el que se realizan análisis frecuenciales y linealizaciones de sistemas y *VisSim/Neural-Net* que permite realizar la identificación de sistemas no lineales y el reconocimiento de patrones mediante redes neuronales. Las últimas herramientas están enfocadas al diseño e implementación de sistemas sobre DSPs de Texas Instruments mediante *VisSim/Embedded Controls Developer*.

### **3.3.2.- Conceptos básicos de VisSim Professional.**

#### **3.3.2.1.- Entorno de trabajo**

El área donde el diseñador trabajará se encuentra dividida en las siete partes que se observan en la figura 3.2. Estas son la barra de título, barra de herramientas, diagrama de árbol, barra de estado, barra de menú, área de trabajo y barra de desplazamiento.

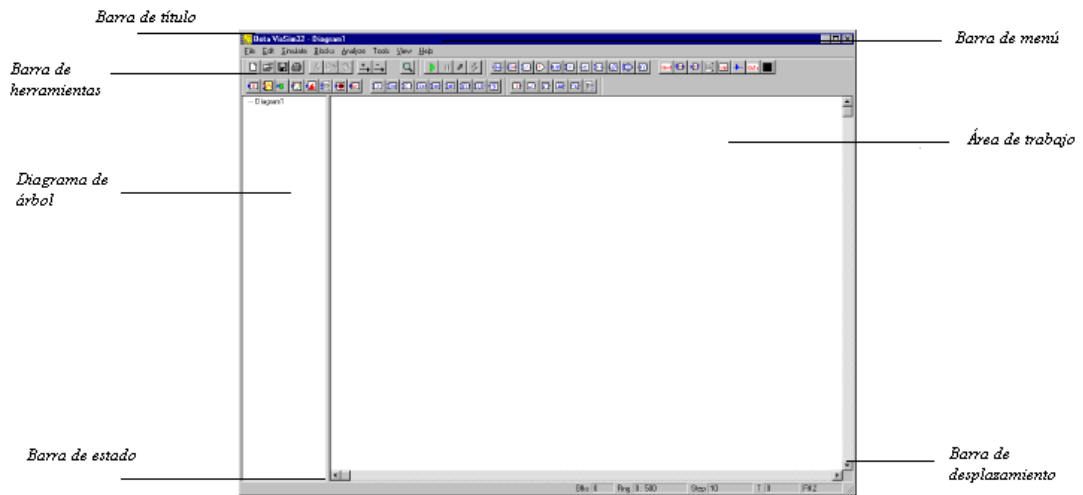


Figura 3.8 Entorno de trabajo

### 3.3.2.2.- Bloques.

En VisSim, se construyen los modelos de sistemas en forma de diagrama de bloques. Los bloques son el componente básico del diseño. Cada bloque representa una función matemática específica. La función puede ser tan simple como un seno o tan compleja como una función de transferencia de orden 15. VisSim ofrece más de 120 bloques para diseños lineales, no lineales, continuos, discretos e híbridos.

Además, VisSim proporciona bloques de propósito especial como *embed*, *expression*, *OLEobject* y *userFunction* así como interactuar con otras aplicaciones importando o exportando datos, utilizando comandos Matlab, usando ActiveX para pasar información a otras aplicaciones, creando enlaces DDE entre otras posibilidades.

La unión entre distintos bloques se realiza mediante un hilo pudiéndose también utilizar cableado múltiple, que incluye dos o varios hilos. Por cada hilo circula una única señal.

Todos los bloques que operan con señales tienen etiquetas que

representan conectores. VisSim distingue entre conectores de entrada y de salida. Los conectores de entrada permiten que las señales entren en el bloque, mientras que los de salida habilitan que una señal salga del mismo. La etiqueta triangular del conector permite ver fácilmente la dirección en la cuál las señales viajan. Algunos bloques tienen símbolos en sus conectores que indican como el bloque actúa con los datos que le llegan o el tipo de datos que el bloque está esperando. Por ejemplo. El signo “-” en el bloque *summingJunction* significa que la entrada está negada.

#### 3.3.2.4.- Simulación.

VisSim puede simular sistemas lineales, no lineales, continuos y discretos. Puede también simular sistemas que contienen funciones de transferencia discretas y continuas. Cuando iniciamos una simulación, VisSim primero evalúa los bloques productores de señales (*Signal Producer blocks*), como *consts* o *ramps*, entonces envía los datos a los bloques intermedios que tienen tanto entradas como salidas, como *gains* o *summingJunctions*. Por último, envía los datos a los bloques consumidores de señal (*Signal Consumer blocks*) que tienen sólo entradas como *plots* y *meters*.

VisSim simula un sistema de acuerdo a que:

- Los parámetros de configuración se manejan en la ventana del comando *Simulate > Simulation Properties*.
- Las condiciones iniciales establecidas para el sistema en los bloques.





# **CAPÍTULO 4:**

# **DISEÑO Y DESARROLLO DEL SISTEMA**

# **COMPLETO**

#### **4.1.- ESTUDIO PRELIMINAR Y REQUERIMIENTOS DEL SISTEMA.**

En este capítulo se dará forma a lo comentado en los capítulos anteriores, se concretará tanto valores como componentes que harán posible la realización del conversor CC/CC, es decir, se definirán tanto la elección de componentes como la fabricación de alguno de ellos, ya que en determinados casos no se disponen de componentes concretos de fabricación y distribución a clientes [7] [3].

El componente principal en que se centra el proyecto es el convertidor CC/CC elevador. Este dispositivo se fabricará según los parámetros que imponamos y a partir de éstos se realizarán los cálculos y simulaciones pertinentes para la posterior fabricación de la PCB, así como la elección y fabricación de los componentes que en ella se ensamblarán.

Como nuestro objetivo es el de acondicionar la potencia de los paneles fotovoltaicos para obtener a la salida de nuestro convertidor CC/CC una tensión fijada por un inversor, debemos partir de esa tensión que en nuestro circuito será la tensión de salida,  $V_s$ , y que se mantendrá siempre constante y de valor fijo a 600 voltios. Este valor, y según las características del convertidor CC/CC que hemos seleccionado, la tensión de entrada a nuestro circuito,  $V_o$ , ha de ser de una tensión nominal de entre 270 a unos 300 voltios aproximadamente para un valor nominal de  $D$  que se sitúa en un rango de entre 0.7 y 0.8. (4.1).

$$V_o = \frac{V_s}{2(1-D)} \cdot \left( \frac{N_s}{N_p} \right) \quad (4.1)$$

donde:

§  $V_o$ : tensión de salida.

§  $V_s$ : tensión de entrada.

§  $D$ : ciclo de trabajo.

§  $N_p$ : número de espiras del primario del transformador.

§  $N_s$ : número de espiras del secundario del transformador.

Como hemos comentado en anteriores capítulos, tenemos otro dispositivo para controlar el ciclo de trabajo ( $D$ ) en el que estará funcionando el convertidor. Este dispositivo es la plataforma de desarrollo eZdsp F2407, el cual hará lecturas de la corriente que entra al convertidor, es decir, la misma que sale de los paneles fotovoltaicos, y según el cual podremos saber el punto de trabajo de los paneles y poder llevar al panel al punto de máxima potencia, mediante un algoritmo realizado bajo el programa VisSim, y que posteriormente se explica.

La lectura que realiza nuestro DSP es gracias a un sensor que hemos colocado en la placa del convertidor y que transforma el valor de corriente que entra al convertidor en tensión, dicha señal de tensión la que interpreta el DSP como corriente realizando los pertinentes algoritmos. También debemos tener en cuenta que el DSP nos proporciona la señal que hará que los “interruptores” SW1 y SW2 se abran o cierren, estas dos señales, uno para cada “interruptor”, son trenes de pulsos desfasados 180 grados y de frecuencia 20kHz (figura 4.1).

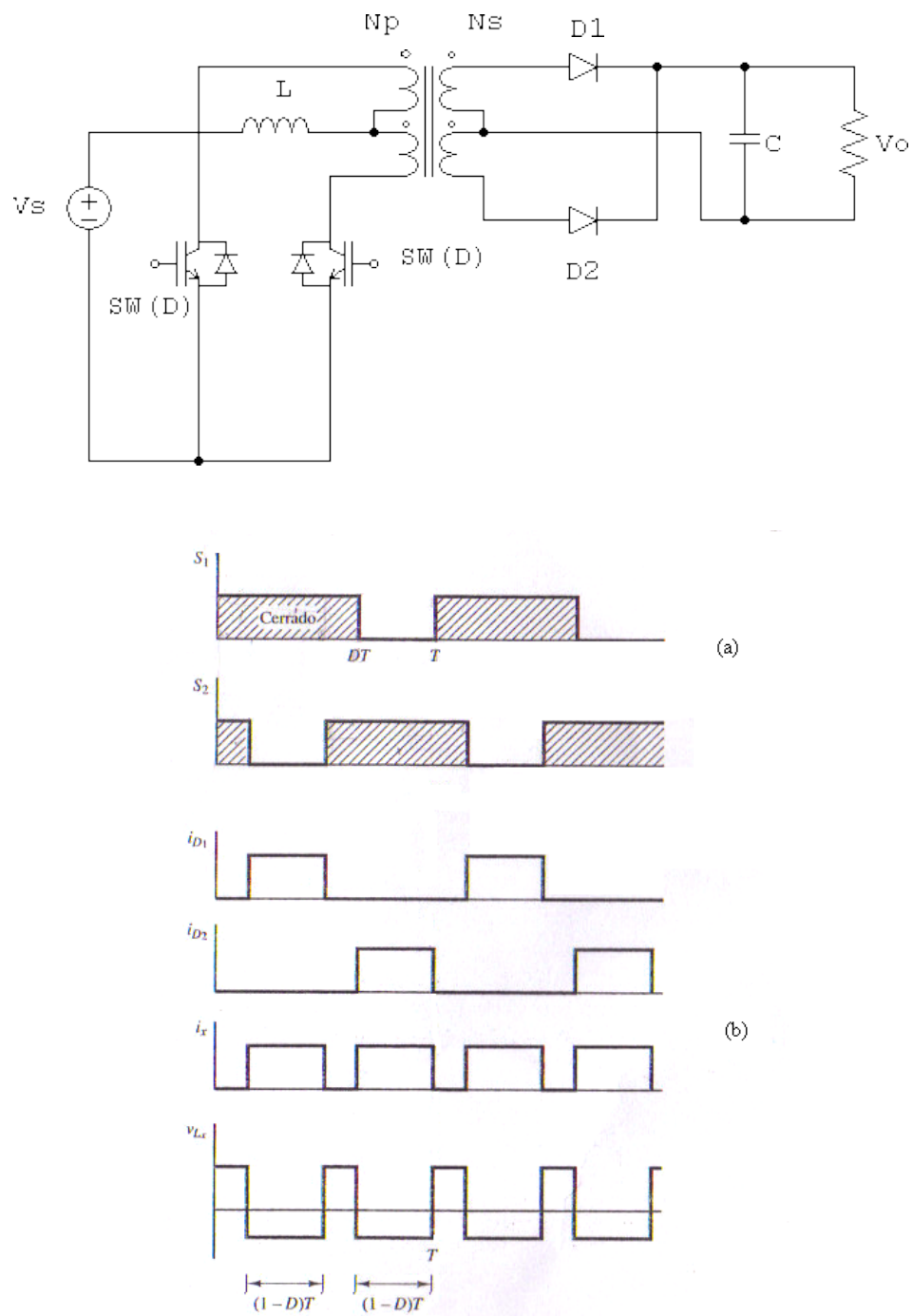


Figura 4.1. Convertidor alimentado en corriente. (a) Secuencia de conmutación. (b) Formas de onda de corriente y tensión.

## 4.2.- CÁLCULO DE CONVERTIDOR CC/CC.

Los convertidores descritos en el capítulo 3 se denominan convertidores alimentados en tensión [3].

Otro método que se puede emplear para controlar la salida es establecer una fuente de corriente constante y utilizar los interruptores para dirigir la corriente. El circuito que opera conmutando la corriente en lugar de la tensión se denomina convertidor alimentado en corriente. El circuito de la Figura 3.12 es una modificación del convertidor push - pull donde se ha desplazado la bobina  $L_x$  del lado de salida del transformador al lado de entrada. Una bobina de gran inductancia en esta posición establecerá una fuente de corriente aproximadamente constante. El interruptor  $Sw_1$  dirige la corriente a través del devanado  $P_1$  y el interruptor  $Sw_2$  dirige la corriente a través del devando  $P_2$ . Cuando los dos interruptores están cerrados, la corriente se distribuye uniformemente entre los dos devanados. Al menos un interruptor deberá estar cerrado para permitir el paso de corriente.

En la Figura 4.1 se muestran la secuencia de conmutación y las formas de onda. En el siguiente análisis se supone que  $L_x$  es grande y que la corriente que la atraviesa es una constante. También se supone que el transformador es ideal.

#### v **$Sw_1$ cerrado y $Sw_2$ abierto:**

Cuando el interruptor 1 está cerrado y el interruptor 2 está abierto, la corriente en la bobina  $L_x$ , fluye a través del devanado primario  $P_1$ , y del diodo  $D_1$  en el secundario.  $D_1$  conducirá y  $D_2$  estará cortado, por lo que se pueden aplicar las siguientes ecuaciones (4.2):

$$i_{D1} = I_{L_x} \left( \frac{N_p}{N_s} \right)$$

$$\begin{aligned}
 v_{p1} &= V_0 \cdot \left( \frac{N_P}{N_S} \right) \\
 v_{L_x} &= V_S - v_{p1} = V_S - V_0 \cdot \left( \frac{N_P}{N_S} \right) \\
 v_{Sw2} &= v_{p1} + v_{p2} = 2V_0 \cdot \left( \frac{N_P}{N_S} \right)
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

**v Sw<sub>1</sub> abierto y Sw<sub>2</sub> cerrado:**

Cuando el interruptor 1 está abierto y el interruptor 2 está cerrado, la corriente de la bobina  $L_x$ , fluye a través del devanado primario  $P_2$ , y del diodo  $D_2$  en el secundario.  $D_1$  está cortado y  $D_2$  conduce, por lo que se pueden aplicar las siguientes ecuaciones (4.3):

$$\begin{aligned}
 i_{D2} &= I_{L_x} \cdot \left( \frac{N_P}{N_S} \right) \\
 v_{p2} &= V_0 \cdot \left( \frac{N_P}{N_S} \right) \\
 v_{L_x} &= V_S - V_0 \cdot \left( \frac{N_P}{N_S} \right) \\
 v_{Sw1} &= v_{p1} + v_{p2} = 2V_0 \cdot \left( \frac{N_P}{N_S} \right)
 \end{aligned} \tag{4.3}$$

**v Sw<sub>1</sub> y Sw<sub>2</sub> cerrados:**

Cuando los dos interruptores están cerrados, la corriente de la bobina  $L_x$ , se distribuye uniformemente entre los dos devanados del primario, y tanto  $D_1$

como  $D_2$  están al corte. La tensión en cada devanado del primario es nula:

$$v_{p1} = v_{p2} = 0 \quad (4.4)$$

La tensión del generador aparecerá entonces en bornes de la bobina  $L_x$ :

$$v_{L_x} = V_s \quad (4.5)$$

La tensión media en  $L_x$  debe ser nula en régimen permanente. En un periodo de conmutación,  $v_{L_x} = V_s - V_0 \cdot (N_p / N_s)$  para dos intervalos de duración  $(1-D)T$  cuando sólo está cerrado un interruptor, y  $v_{L_x} = V_s$  el resto del tiempo, es decir  $T - 2(1 - D)T = (2D - 1)T$ . Por tanto, la tensión media en la bobina se expresa de la siguiente manera:

$$v_{L_x} = V_s (2D - 1)T + \left[ V_s - V_0 \cdot \left( \frac{N_p}{N_s} \right) \right] 2(1 - D)T = 0 \quad (4.6)$$

Resolviendo para calcular  $V_0$ ,

$$V_0 = \frac{V_s}{2(1 - D)} \cdot \left( \frac{N_s}{N_p} \right) \quad (4.7)$$

siendo  $D$  el ciclo de trabajo de cada interruptor. El resultado es similar al obtenido para el convertidor elevador. Observe que el ciclo de trabajo de cada

interruptor debe ser mayor que 0,5 para impedir que exista un circuito abierto en el camino de la corriente de la bobina.

Este convertidor ofrece la ventaja de que al tener transformador, la entrada y salida están aisladas galvánicamente, por lo que ofrece cierta seguridad frente posibles accidentes o problemas en las instalaciones de la red o de los paneles.

### **4.3.- DESCRIPCIÓN Y COPONENTES DEL CONVERTIDOR CC/CC.**

En este apartado se explicará que criterios se han seguido para la elección de componentes, así como el diseño de los mismos. Y se mostrará y explicará debidamente todo el sistema convertidor elevador a excepción del DSP, que ya se explicó en apartados anteriores. Se mostrará también todo el sistema final, tanto el esquemático, como el layout de la PCB.

#### **4.3.1.- El convertidor elevador.**

El circuito convertidor comienza tras la conexión de entrada, a la que va conectado el panel fotovoltaico, y condensador de 470uF, dicho condensador ha de tener un valor elevado tanto de capacidad como de tensión máxima, por ello nos hemos decantado por éste, el cual puede soportar hasta 400v de tensión.

Posteriormente, y en serie, esta situada la bobina. Dicha bobina debe poseer una inductancia muy elevada y cuyo hilo debe soportar elevados niveles de corriente, por ello hemos decidido fabricar nuestra propia bobina con hilo de 0.5mm de grosor. Esta bobina debe ser con valores considerables ya que su función es la de mantener una corriente lo mas constante posible. Según los



resultados obtenidos por las simulaciones del sistema, hemos llegado a la conclusión de que una bobina de 19mH es la adecuada para nuestros requerimientos. Según el programa de simulación y análisis de bobinas y transformadores *PExprt*, programa que según unos parámetros determinados ofrece distintas posibilidades de fabricación de bobinas y transformadores, debemos realizar nuestra bobina mediante núcleo E65/32/27 con tipo de hilo AWG 22, con un número de vueltas de 155 y 3 niveles paralelos. En nuestro caso, ya que exactamente no disponíamos de dicho material, cambiamos el hilo por uno de 0.5mm, el núcleo por un E56/24/19 y realizando las vueltas necesarias nos dio como resultado bastante más niveles en paralelo que las que debíamos, pero según los resultados experimentales que obtendríamos, no nos iba a afectar.

A continuación se encuentra el transformador con toma intermedia, la corriente, idealmente continúa, que nos proporciona la bobina, se divide en dos devanados primarios y que en cada uno, la corriente la controla in IGBT en cada devanado primario. De esta manera, el flujo magnético incrementa 1.13 veces la tensión, como así esta estipulado en nuestro transformador, si no que llegara a doblarse la tensión cuando ambos IGBTs conduzcan simultáneamente. Este transformador es fabricado por nosotros según las características del programa anteriormente mencionado *PExprt*, según el cual, uno de los más idóneos según, los que el programa propone, es mediante núcleo E56/24/19 con tipo de hilo AWG 25, con un número de vueltas de 96 y dos niveles paralelos por cada devanado primario, siendo cada secundario 1.13 veces superior, (4.1) del apartado 4.1. Como resultado final, realizamos el transformador con toma intermedia pero con una disposición especial del hilo según el cual las inductancias parásitas las reduciríamos en gran medida, dicha manera de arrollamiento es como se observa en la figura 4.2, es decir, que se arrollan de manera que las corrientes por el primario generen un flujo que por el secundario salga la corriente es sentido contrario y de manera intercalada, de ésta manera se reducen considerablemente las corrientes de fugas o inductancias parásitas [8].

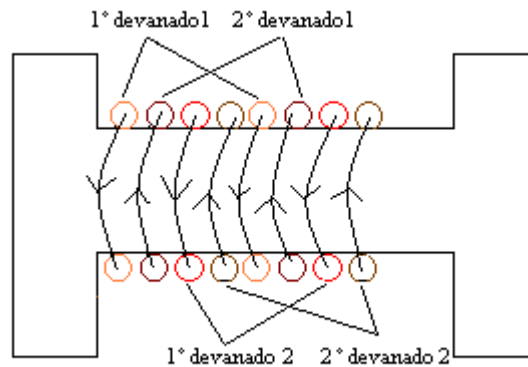


Figura 5.2 Arrollamiento del transformador con toma intermedia y dirección de la corriente.

La corriente que sale de cada secundario la dirige un diodo de potencia, dicho diodo lo hemos seleccionado según la tensión máxima que puede alcanzar entre el ánodo y el cátodo, por lo que nos hemos decantado por el STTA812D ya que puede soportar hasta 1200v en tensión inversa, dado que la tensión máxima es de  $2V_o \cdot r_t$ . A demás de ser un diodo con un tiempo de recuperación realmente bueno de 50ns.

Uno de los componentes que no hemos mencionado todavía, y es de gran importancia, es el IGBT. Este componente es el que controlará que la corriente circule o no por el primario de cada devanado, por lo que harán falta dos. Hemos seleccionado los de la gama 16N170AH1 dado que llegan a soportar 1700v, 16A y con una velocidad muy elevada de 40ns.

#### 4.3.2.- Drivers, reguladores de tensión y transductor de corriente.

Como hemos comentado anteriormente, el convertidor está controlado mediante dos señales desfasadas 180 grados y con un ciclo de trabajo variable. Dichas señales de control, que estimulan cada IGBT para permitir o no, como si fuera un interruptor, son generadas principalmente por el ya mencionado DSP, eZdsp TMS320LF2407, previamente programado. Las señales generadas por dicho DSP son señales de baja potencia y 3 voltios a nivel alto, y que requieren

un posterior tratamiento para poder estimular los IGBTs, ya que la tensión a nivel alto de dicha estimulación es de 15v.

La señal de control de 20kHz procedente del DSP es tratada por un *driver* que elevará la tensión a 15v y que permite suministrar la corriente necesaria para el IGBT. Este componente es el IR2110, dado que tenemos dos IGBTs y por lo tanto, dos señales de control, harán falta dos de estos *drivers* de potencia, idóneos para la función para la que son destinados. Estos *drivers*, reproducen la señal que les llega por un pin de entrada y lo reproducen mediante un pin de salida, previamente alimentado con una tensión que en nuestro caso es de 15v. Esta tensión de 15v constante no procede ni del DSP, que solo puede suministrar 3.3v con poca potencia, ni de otro componente que se halla mencionado antes, dicha tensión de 15v se consigue mediante un dispositivo que hemos seleccionado para que nos proporcione una tensión de 15v de salida a partir de los 3v que nos proporciona el DSP.

Este componente no es más que un convertidor elevador integrado, que con ayuda de un filtro L C de carga colocada a la entrada, nos permite alimentar adecuadamente los drivers y el transductor de corriente. Hemos seleccionado dos convertidores CC/CC, uno para alimentar los dos *drivers* (RS0515D), y otro (RE-0515D) para alimentar el transductor de corriente, ya que este último requiere de algo más de potencia.

El transductor de corriente (HY – 5P) no es más que un sensor que proporciona una tensión estable a la salida en función de la corriente con el que se le estimula. Es un componente bastante lineal y cuya función de transferencia es:

$$V_{OUT} = 0.8 \cdot I_{IN} \quad (4.8)$$

Como hemos comentado, es un transductor muy lineal, idóneo para

mediciones de corriente de hasta 5 amperios. La corriente que el transductor mide es la corriente que suministrará el panel solar, la salida ,  $V_{out}$ , que proporciona, la recogerá el DSP, y mediante los algoritmos programados previamente, interpretará dichos valores de tensión para modificar el ciclo de trabajo para obligar al panel solar a trabajar en el punto de máxima potencia.

Todos los componentes, que en este apartado se introducen, se han implementado en la PCB con condensadores de desacoplo y filtros como se muestra en el esquemático final de la figura 4.5, cuyos valores son los que recomienda el fabricante.

#### **4.4.- CÓDIGO IMPLEMENTADO EN EL DSP.**

Una de las características importantes a tener en cuenta en este proyecto, es la utilización de un sistema de tratamiento de señales avanzado y preciso, como es la placa de desarrollo aquí utilizada eZdsp TMS320LF2407. El micro que incorpora esta placa es programado mediante lenguaje C, pero para la realización de dicho programa de control hemos decidido hacer uso de un software poco frecuente, VisSim, explicado en capítulos anteriores. A continuación explicaremos como se ha implementado en VisSim el programa que controlará nuestro convertidor.

El diagrama de flujo siguiente, figura 4.3:

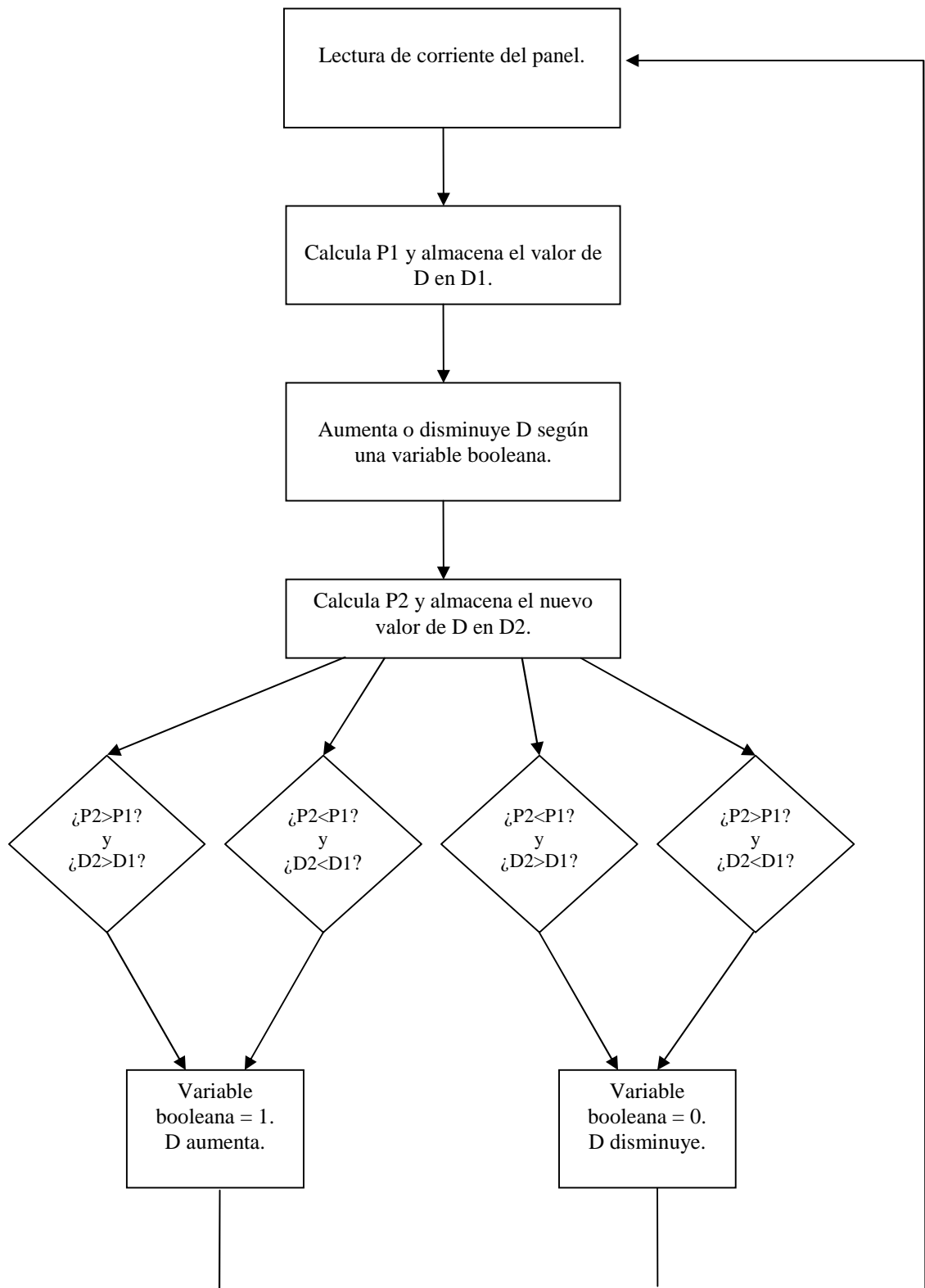


Figura 4.3 Diagrama de flujo.

El diagrama de flujo describe como es el bucle de funcionamiento del programa

a implementar. Este bucle, que se describe a continuación, se realizara cada segundo ya que se han impuesto unos retardos para estabilizar en comportamiento del convertidor según modifica el ciclo de trabajo, D. En la figura 4.4, vemos el conjunto de bloques que conforman el programa:

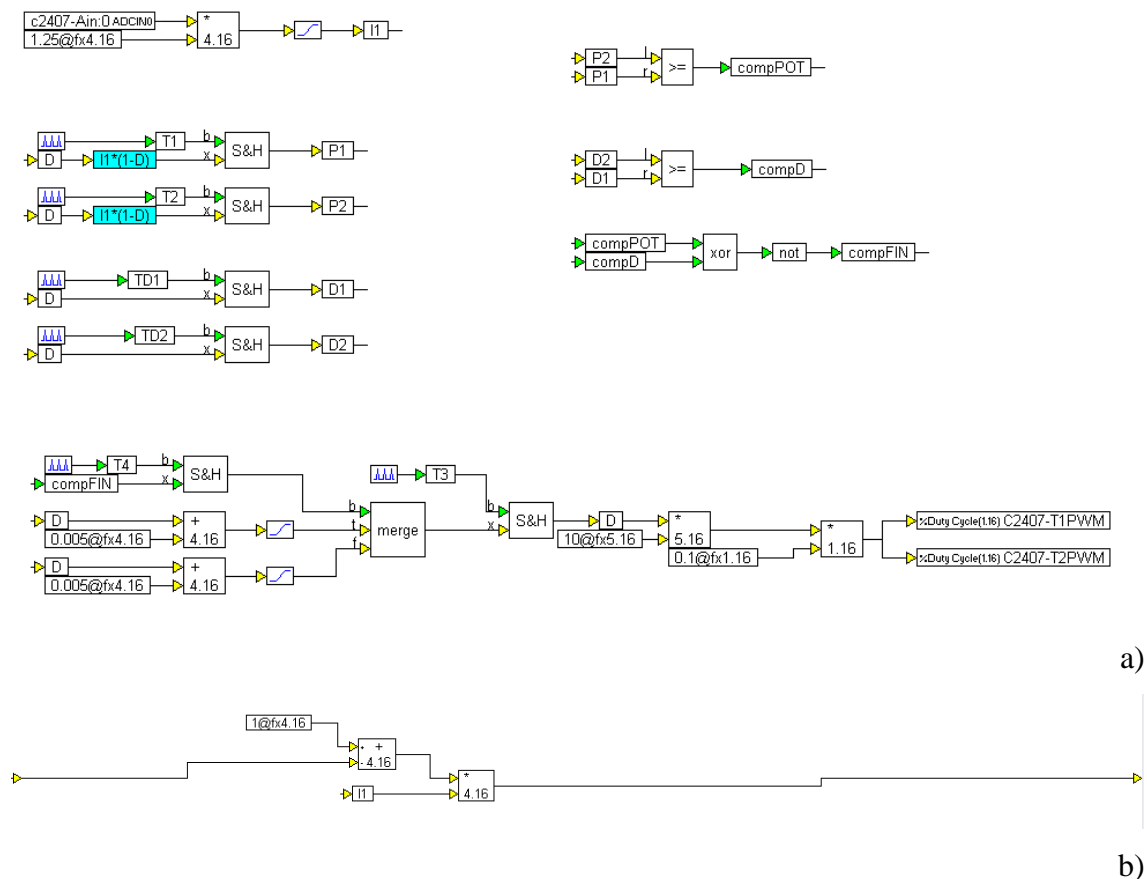


Figura 4.4 a) Programa implementado en VisSim. B) Interior del bloque  $II^*(I-D)$ .

El programa principal es el conjunto de bloques, en a), situados abajo, y que no disponen de ninguna relación con ningún otro bloque unido por hilo. Este conjunto principal es el que hace variar el ciclo de trabajo,  $D$ , aumentándolo un 0.005%, según la variable *compFIN*. La variable  $D$  está limitada entre valores comprendidos entre 0.6% y 0.89%, ya que entre este rango se encuentra el punto de máxima potencia del panel fotovoltaico, a demás de que el convertidor no puede trabajar en un ciclo inferior a 0.5% de  $D$ .

La variable *compFIN* depende del resto de bloques. El sistema registra la

corriente que suministra el panel fotovoltaico a través de un pin analógico del DSP y se guarda en la variable  $II$ , previa conversión para deshacer la del transductor de corriente.

Las variables  $P1$  y  $P2$  contienen los valores directamente proporcionales a la potencia del panel fotovoltaico en cada instante de ser registradas. Dichas variables no almacenan ese valor a la vez, si no que tienen un retardo de medio segundo entre ambas. Entre dicho intervalo, se hace el incremento o decremento del ciclo de trabajo. Por lo tanto, tendremos una variación de  $P1$  y  $P2$  dependiendo de  $D$ . Simultáneamente a la adquisición de  $P1$  y  $P2$ , se registra el valor de  $D$  en  $D1$  y  $D2$ .

De esta forma, registramos el valor equivalente de la potencia y del ciclo de trabajo antes y después de ser modificado dicho ciclo de trabajo. Así, compararemos cada variable 2 con su variable 1, y mediante la función lógica XNOR, abarcamos todas las posibilidades en el que se encuentra  $D$ , para que sea modificada de manera correcta mediante la variable  $compFIN$ .

El bloque  $II*(1-D)$ , es un bloque compuesto, figura 4.4 b). Dicho bloque es capaz de calcular el valor proporcional a la potencia del panel según la variable  $II$ , ya que realiza el cálculo de la ecuación (4.9) pero sin la constantes que permanecerán siempre invariables.

$$P_0 = P_{in} = 2(1 - D) \cdot rt \cdot V_0 \cdot I_{in} \quad (4.9)$$

donde:

§  $P_0$  = Potencia de salida del convertidor CC/CC.

§  $P_{in}$  = Potencia de entrada del convertidor CC/CC.

§  $V_0$  = Tensión de salida del convertidor CC/CC.

§  $D$  = Ciclo de trabajo del convertidor CC/CC.

§  $I_{in}$  = Corriente de entrada al convertidor CC/CC.

§  $r_t$  = Relación de transformador del transformador que, para este proyecto, compone el convertidor CC/CC.

Todo el sistema estará siempre funcionando ya que es un bucle cerrado, el periodo de cada bucle es de un segundo. Esto significa que la corriente del panel fotovoltaico es registrada por el DSP pero es cada segundo cuando el convertidor da una respuesta de variación de  $D$ .

#### **4.5.- ESQUEMÁTICO DEL SISTEMA COMPLETO Y LAYOUT.**

El sistema resultante es un conjunto de componentes en el que en la PCB se encuentran los dedicados a alimentar adecuadamente el convertidor, sistema de medición de corriente del panel, así como el propio convertidor CC/CC elevador. El DSP esta conectado con la PCB mediante el contacto de los pines de los dos conectores o adaptadores. La entrada del panel fotovoltaico al convertidor se realiza a través de una clema para el contacto positivo y otro para el negativo. De igual forma, se realiza la conexión de salida del convertidor hacia el inversor o carga.



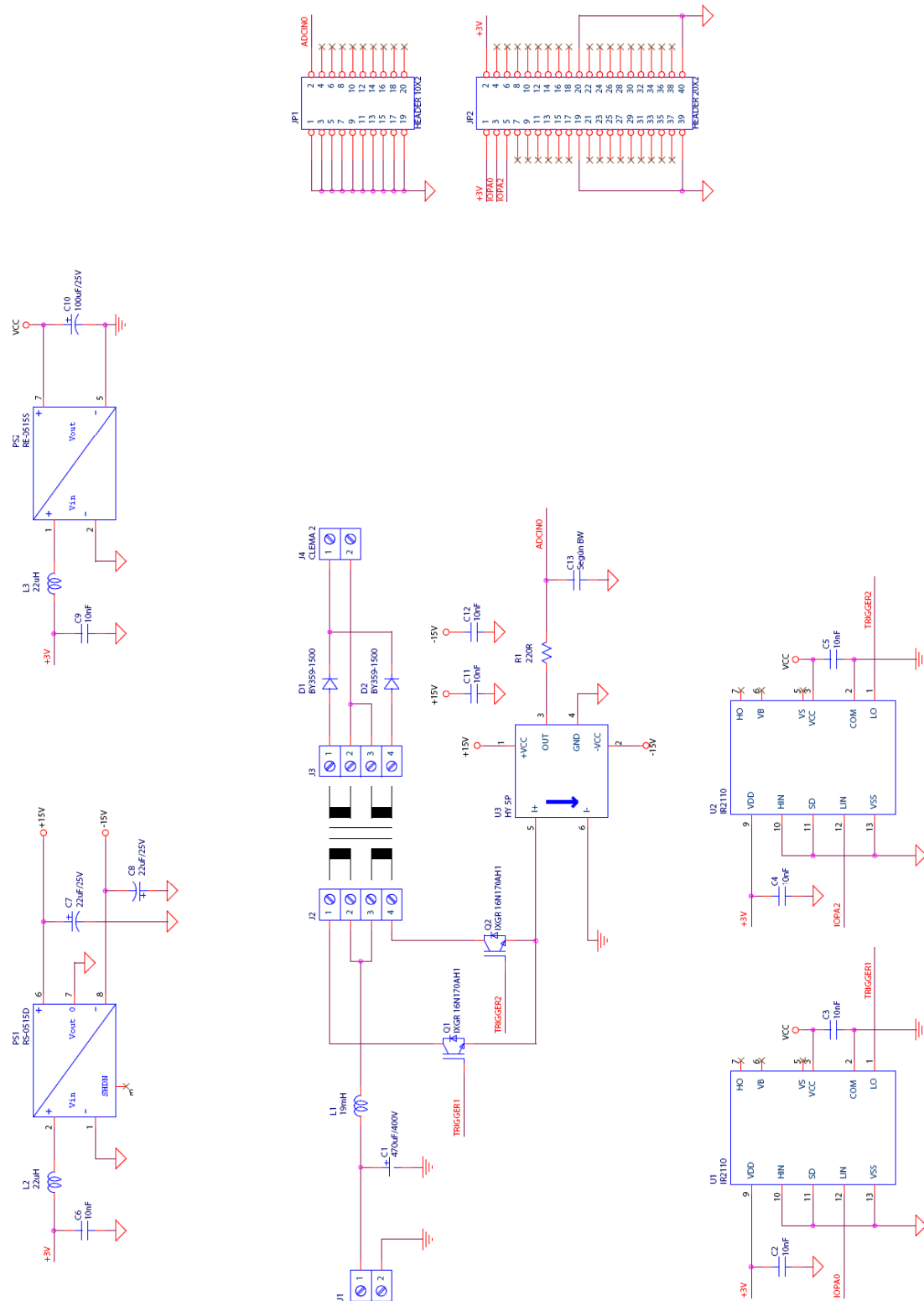


Figura 4.5 Esquemático del sistema completo.

A continuación se muestran las imágenes de los archivos necesarios para la realización de la placa. Dicho layout se ha realizado con el programa de diseño electrónico Orcad 10.5. Este programa nos ha permitido desarrollar el esquemático de la figura 4.5 con su herramienta *Capture CIS*, como también el diseño de la placa, PCB y rutado mediante su herramienta *layuot*, de las dos capas utilizadas, TOP y BOTTOM.

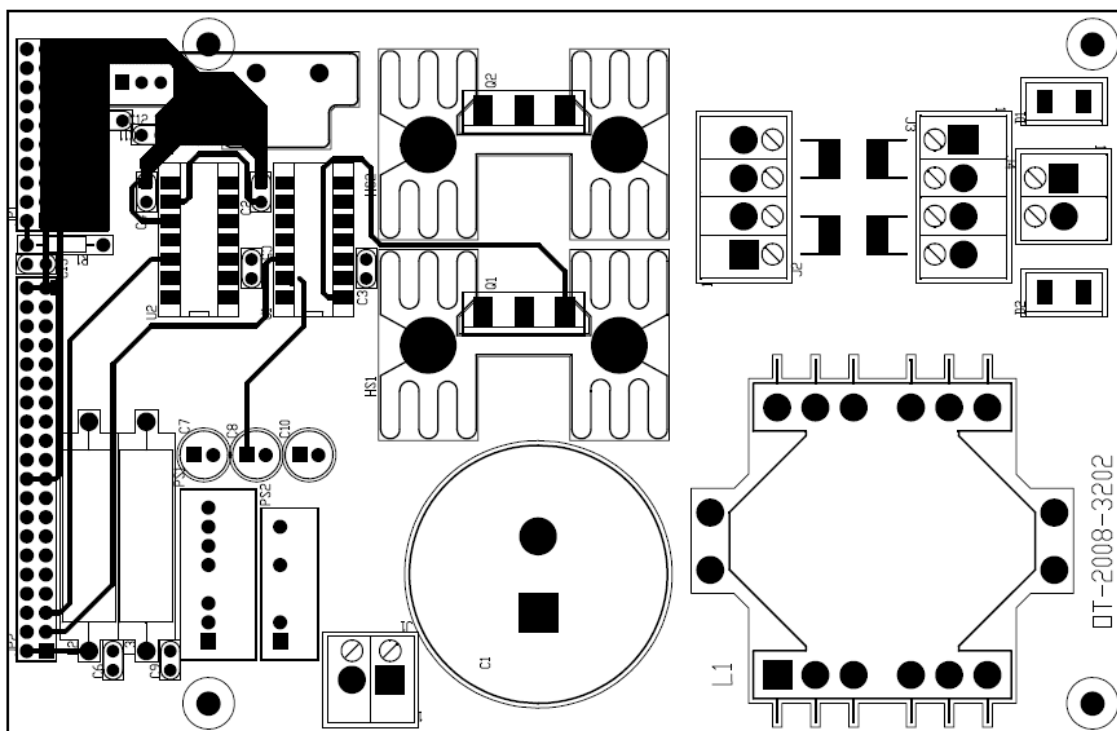


Figura 4.6 Capa TOP de la PCB.

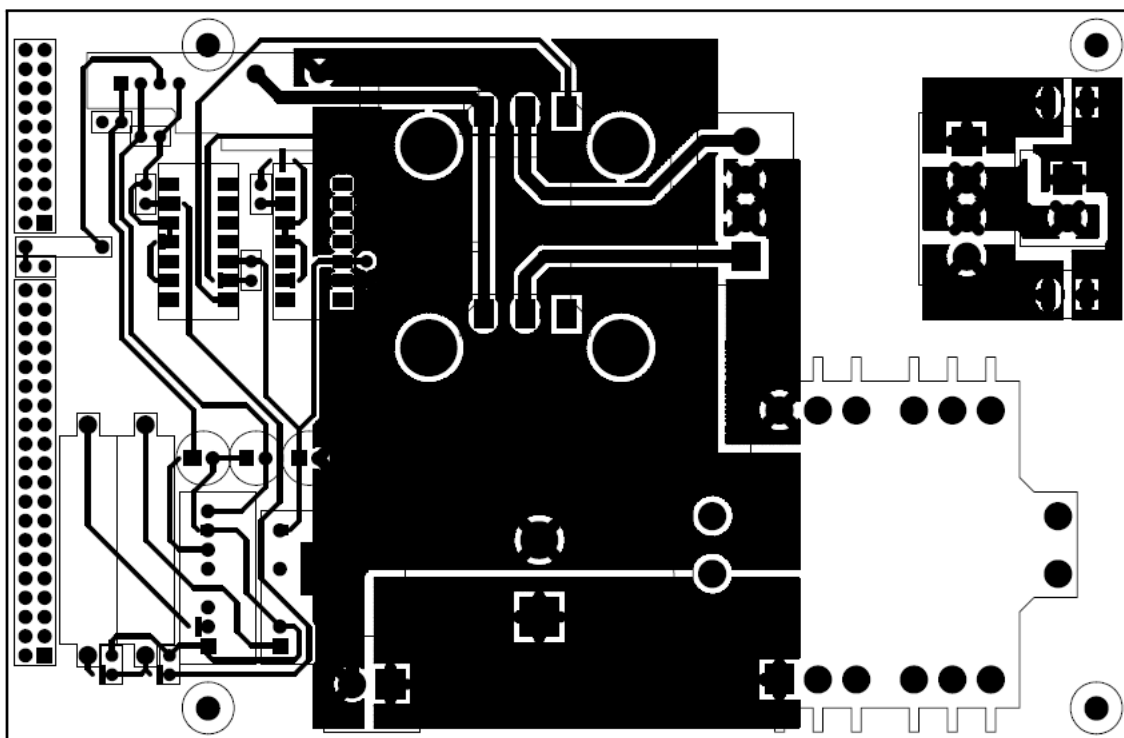


Figura 4.7 Capa BOTTOM de la PCB.

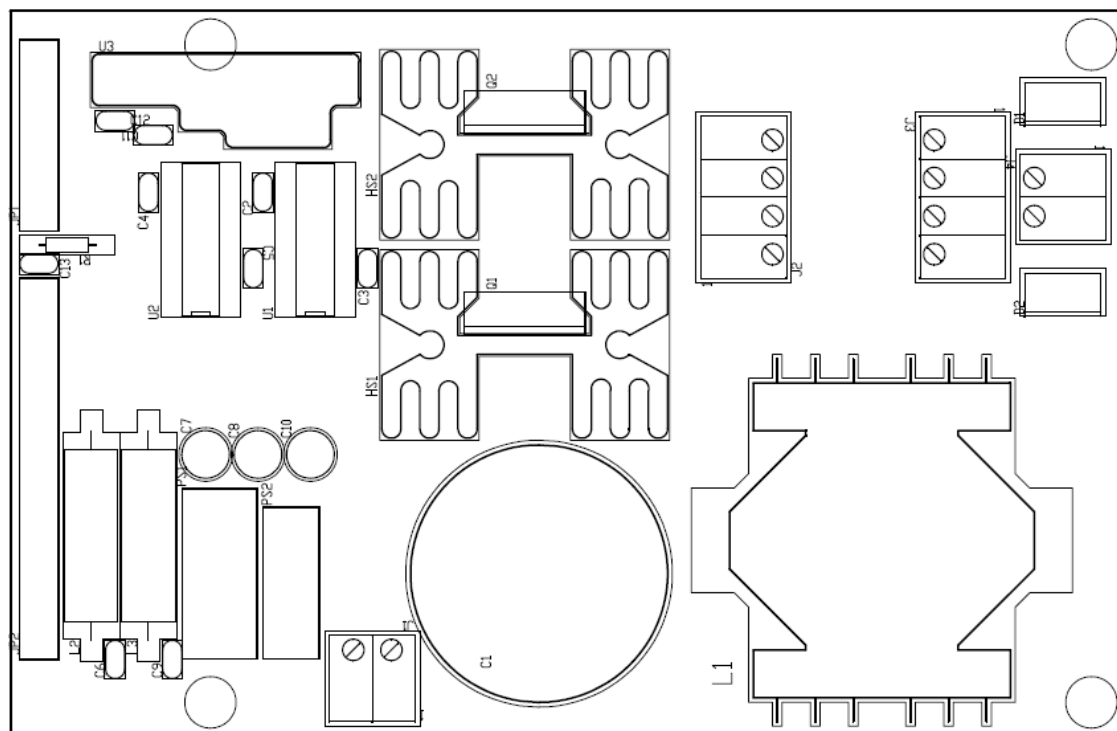


Figura 4.8 Silkscreen de la PCB.

Con las figuras 4.6 y 4.7 anteriores hemos realizado el fotolito para la posterior fase de aislado, en la fabricación de la PCB. En la capa *bottom* hemos hecho un pequeño plano de masa. En la figura 4.8 vemos la capa donde podemos ver donde irá cada componente situado. Abajo, en la figura 4.9, vemos el resultado final de la PCB con los componentes. Se puede observar la ausencia de dos componentes importantes en la PCB, estos son la bobina y el transformador. Debido al tamaño de éstos, no aparecen en esta figura, la bobina iría conectada a los dos pines situados a la izquierda del condensador de 470uF, el transformador iría conectado debajo de la bobina, según vemos la figura, conectado en las debidamente en sus clemas, la clema de los primarios es la de la derecha y la de los secundarios es la de la izquierda, casi tocando los disipadores de los dos diodos de salida. También se observa la ausencia del disipador de uno de los IGBTs, este disipador iría situado justo detrás de dicho componente pegado con pasta de conducción térmica y enclavado en los dos agujeros similares a pads.

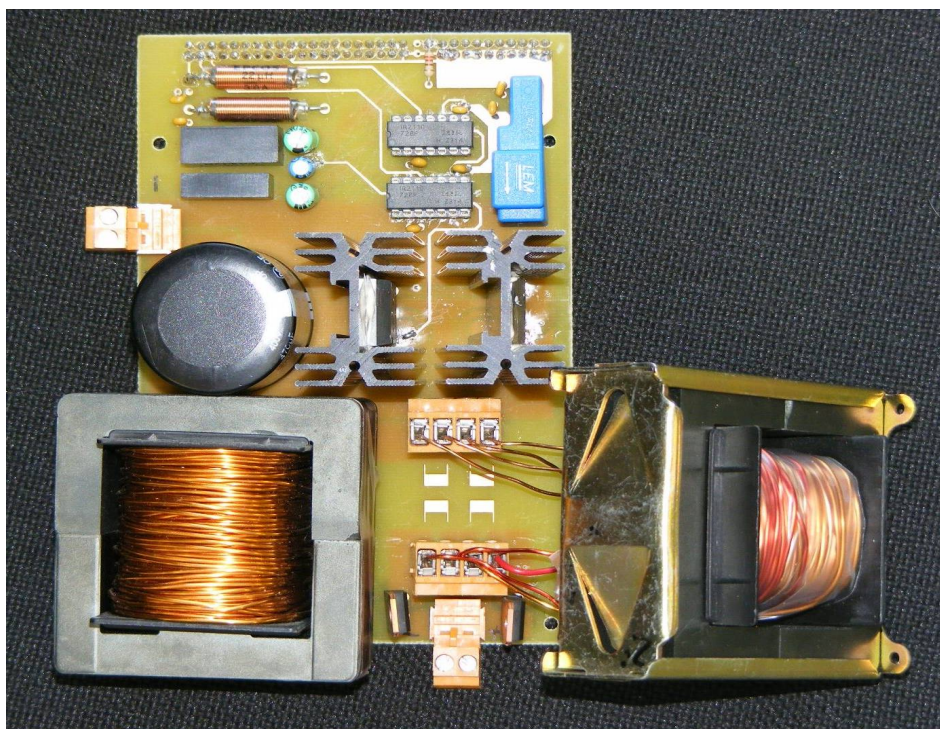


Figura 4.9 PCB con los componentes.



# **CAPÍTULO 5:**

## **SIMULACIÓN Y RESULTADOS**

## **EXPERIMENTALES DEL SISTEMA**

### **5.1.- OBJETIVOS Y SOFTWARE UTILIZADO.**

Para comprobar los cálculos y asegurar que los componentes seleccionados en principio puedan soportar los altos rangos de potencia debemos realizar distintas simulaciones y comprobar las formas de onda y los respectivos valores de tensión y corriente en cada posible punto conflictivo. De este modo nos aseguraremos con mayor fidelidad de construir una PCB válida.

Para dichas simulaciones usaremos el software PSIM versión 6. Dicho software permite la simulación analógica de circuitos eléctricos incluyendo numerosos componentes eléctricos como por ejemplo transformadores con toma intermedia, idóneo para el circuito que nos ocupa, y con diversos parámetros internos para asegurar un mayor verosimilitud en las simulaciones.

Para los datos y gráficas obtenidas en el apartado experimental, hemos conectado nuestro convertidor CC/CC con el DSP al osciloscopio. Posteriormente, como se comenta en el apartado correspondiente de resultados experimentales, se conectará el conjunto a una fuente de tensión a la entrada, salida o a un panel fotovoltaico, todo ello dependiendo del test a realizar.

### **5.2.- SIMULACIÓN DEL SISTEMA.**

La figura 5.1 es la captura de nuestro conversor en el programa PSIM, la cual incluye voltímetros y amperímetros para tomar mediciones y que a su vez capturan la forma de onda.

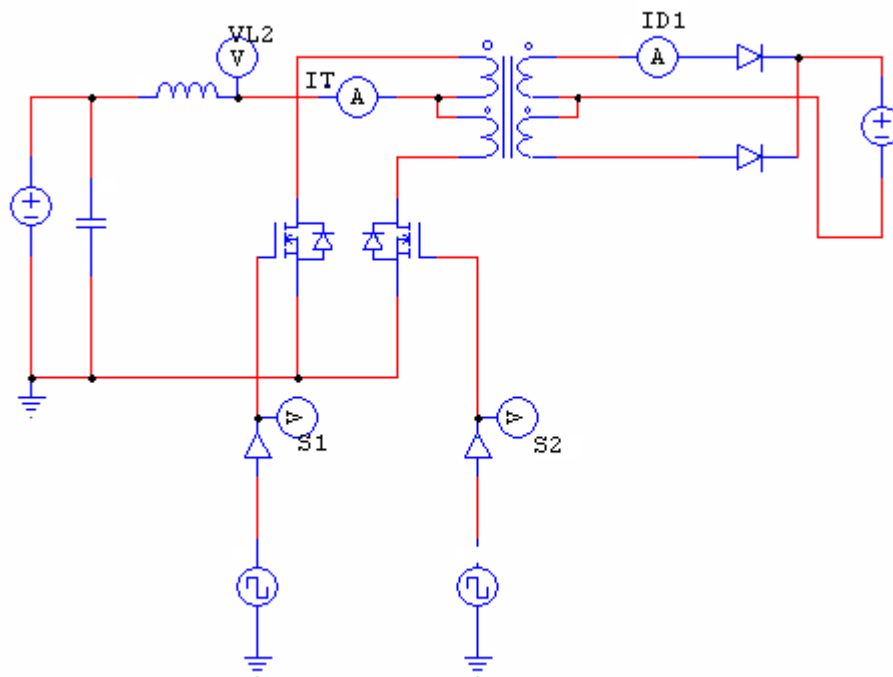


Figura 5.1. Captura del convertidor CC/CC en PSIM v6.

Como se puede observar, hemos colocado una fuente tensión continua a la entrada y otra a la salida, de 270 y 600v respectivamente, para así obtener los parámetros de corriente y tensión óptimos para los que el conversor que vamos a fabricar puede soportar en un principio. Para el caso del DSP, colocaremos dos generadores de función cuadráticas de 20kHz cada una, con un ciclo de trabajo de 0.8 y desfasados 180 grados, para así simular los pulsos que generaría dicho DSP.

Las mediciones que el simulador nos proporciona se han de colocar mediante altímetros y voltímetros donde mejor nos convenga, como en nuestro caso es en cada uno de los componentes.

A continuación exponemos y comentaremos las distintas formas de onda más relevantes (figura 5.2):

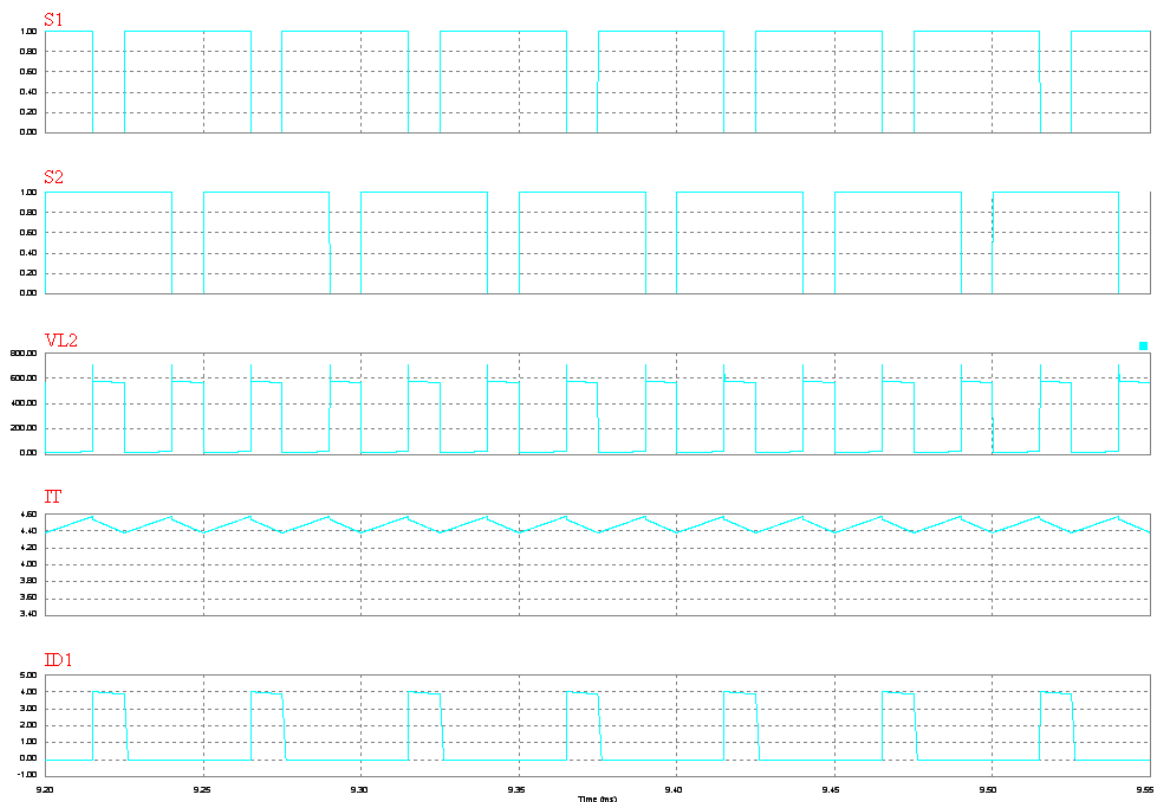


Figura 5.2 Formas de onda de los distintos aparatos de medida de la simulación.

- § Tensión de los generadores de función cuadrática (S1 y S2): La forma de onda de los generadores de función tienen como amplitud 1 aunque luego en realidad irán a unos 15v a los IGBTs. Como se puede apreciar, están desfasados 180 grados y con un ciclo de trabajo bastante alto, 80%.
- § Tensión en la bobina junto con toma intermedia del transformador en el primario (VL2): Aquí se aprecia como la tensión se ve interrumpida debido a los efectos de los dos IGBTs apreciándose que en cuando conducen los IGBTs simultáneamente no hay tensión pero cuando alguno esta abierto, el transformador obliga a que la caída de tensión sea la del secundario, unos 600v.
- § Corriente por la bobina (IT): Como se aprecia, la corriente no es constante, como habíamos supuesto en un principio, si no que tiene un pequeño rizado de unos 15v a plena carga, pero que es obviamente



normal.

- § Corriente de salida de cualquiera de los diodos (ID1): La forma de onda de trenes de pulsos debidos a la transferencia de flujo del primario al secundario debido al IGBT correspondiente que corta exclusivamente él, ya que cuando ambos cortan la tensión en los devanados es nula.

Como era de esperar, los valores de corriente son bastante elevados, ya que estamos suponiendo que trabajamos a máxima capacidad del convertidor, con una corriente media por la bobina de aproximadamente 4.5A, por ello percibimos perturbaciones en las formas de onda, como se puede apreciar en VL2, aunque no perceptibles en el resto de las imágenes en la gráfica. Ello es debido a los parámetros de capacidades y inductancias parásitas que pueden ocasionar problemas a altas potencias.

### **5.3.- RESULTADOS EXPERIMENTALES.**

#### **5.3.1.- Formas de ondas reales.**

Una vez fabricado la PCB y soldado todos los componentes, hemos realizado un test muy simple en el cual se pone a prueba el convertidor. Se trata de programar el DSP de manera que excite, mediante dos puertos o pines de salida, a los dos IGBTs con señales cuadradas de nivel bajo, cero voltios, y a nivel alto, los tres voltios de tensión máxima que es capaz de dar el DSP, y de manera que el ciclo de trabajo sea constante, 0.7%. De esta manera, los *drivers*, que hemos incluido en la placa y se encuentran en serie entre el DSP y los IGBTs, se encargarán de estimular adecuadamente a estos últimos con una forma de onda igual que la que da el DSP pero con un nivel alto de quince voltios. Véase figura 5.3.

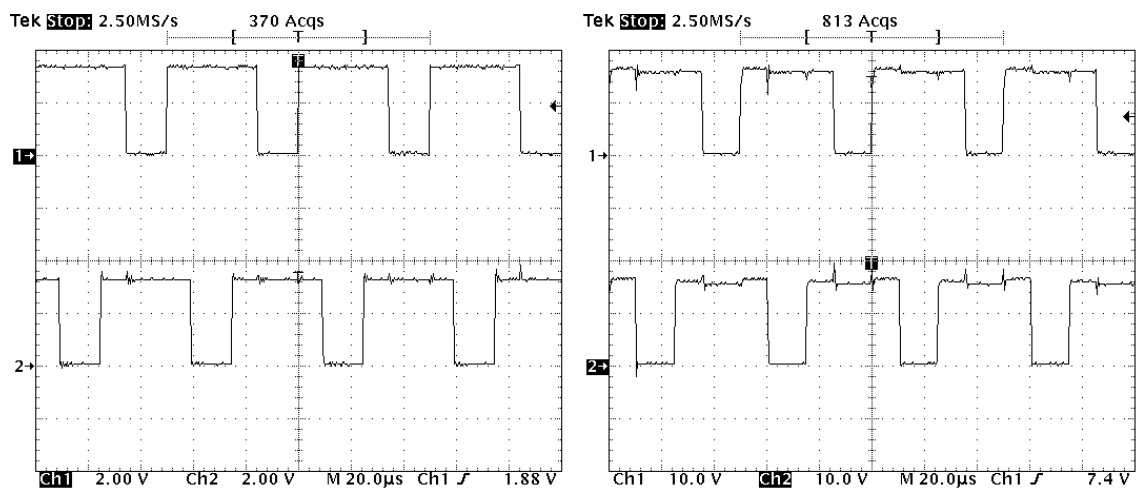


Figura 5.3. A la izquierda las señales del DSP. A la derecha las señales a la entrada de cada IGBT.

Como se puede apreciar, la función de los convertidores CC/CC integrados (RE – 0515S y RS – 0515D) y el IR2110 que hemos seleccionado para hacer la función de los *drivers* de las señales que controlan los IGBTs dan excelentes resultados ya que apenas se observan diferencias en los flancos de subida ni de bajada a estas elevados niveles de frecuencia y tensión, siendo el retardo de las señales antes y después de la etapa elevadora de potencia prácticamente cero. Cabe destacar que las señales son de un periodo de 20kHz, como se había comentado con anterioridad, y que el desfase entre ambas salidas en los dos casos es de exactamente 180 grados.

Para este test hemos colocado a la entrada del convertidor una fuente de tensión variable que se encargará de suministrar toda la potencia al circuito convertidor ya que a la salida hemos conectado una carga resistiva para así disipar la potencia de salida del convertidor. Esta resistencia, de unos 400ohms hemos colocado en paralelo un condensador de 470uF para hacer así la tensión constante a la salida del convertidor, ya que dicho condensador actúa como filtro paso bajo junto con la resistencia.

Los resultados obtenidos fueron exitosos ya que el convertidor duplicaba casi la tensión que se le suministraba a la salida, midiendo con el polímetro la

tensión en la carga. Las formas de onda eran las adecuadas (figura 5.4 y 5.5) a muy baja tensión, pero a medida que aumentábamos la tensión, se producían sobrecalentamientos en los dos diodos de salida del convertidor y en los IGBTs, aunque estos últimos disipaban correctamente el calor, por ello, que dichos diodos tengan el disipador correspondiente. Éste sobrecalentamiento se debe a la corriente que circula por el convertidor, que una corriente elevada y obligada a cortarse y conducir simultáneamente como le dicta el IGBT, y debido a las capacidades parásitas existentes en los diodos, IGBTs y inductancias parásitas también existentes en el transformador, produce cargas y descargas de tensión en sentido contrario al de conducción de cada diodo, produciendo así su sobrecalentamiento.

A continuación se muestran las formas de onda reales.

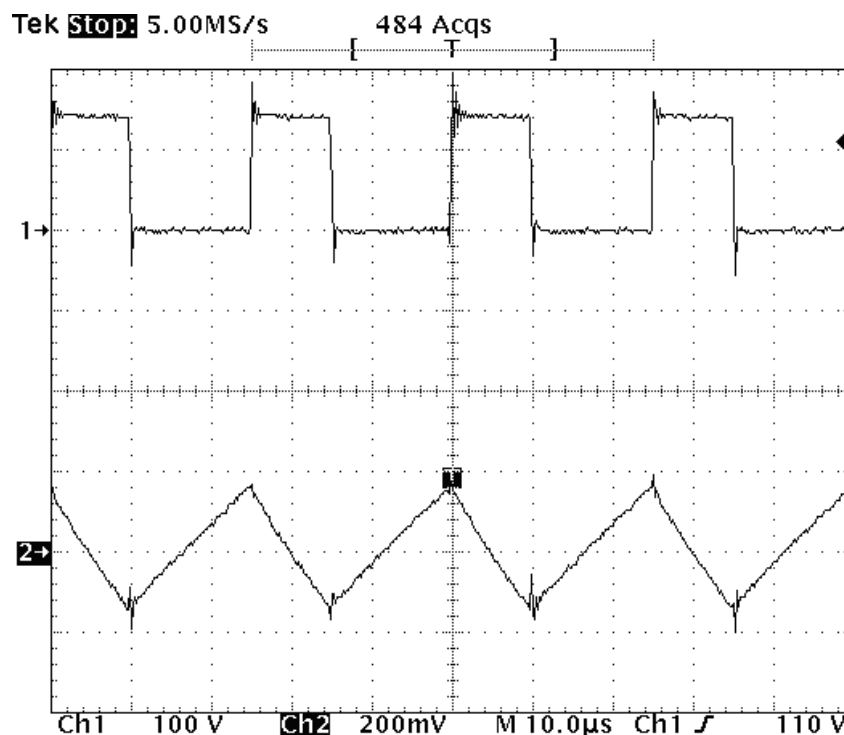


Figura 5.4 (1) Tensión en la salida de la bobina. (2) Corriente por la bobina, sin la señal continua.

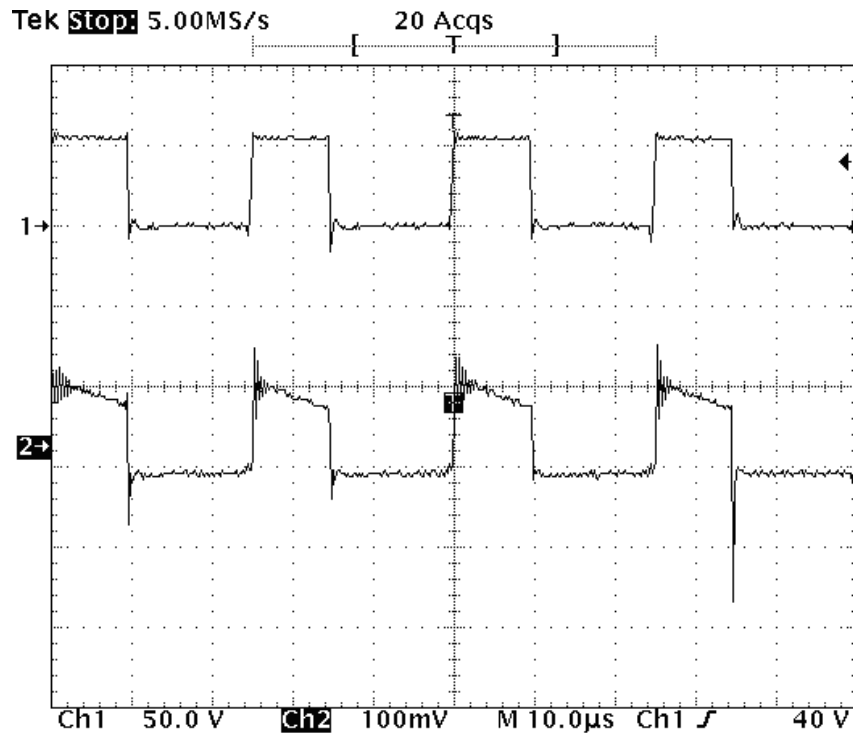


Figura 5.5 (1) Tensión en la salida de la bobina. (2) Corriente de salida del convertidor.

Como se puede observar, las formas de onda son las esperadas, pero en el caso de la corriente de salida del convertidor se puede apreciar como la forma de onda es algo subamortiguada. Esta corriente, que sale del convertidor y que se divide entre la corriente del condensador de salida y con la carga resistiva, es la suma de la corriente de los dos diodos y que los componentes parásitos anteriormente comentados son los que subamortiguan la forma de onda y producen también el pico de corriente negativo al ser cortado repentinamente la circulación en el primario del transformador.

Una vez comprobado que el circuito convertidor funciona correctamente, pasamos a realzar las pruebas experimentales en lazo cerrado, es decir, con el DSP programado para que el ciclo de trabajo, que antes era constante a 0.7, varíe de modo que se mantenga el punto de máxima potencia en el panel.

Para ello se ha dispuesto de un panel fotovoltaico de tensión de circuito abierto de unos 120v y de 1A de cortocircuito, conectado a la entrada del convertidor. A la salida se ha dispuesto de la misma carga R C que en apartado

anterior para que disipe la potencia generada pero que esta vez hemos conectado otra fuente de tensión variable, con un diodo conectado de modo que la corriente de dicha fuente solo pueda salir de ésta evitando así que se averíe ésta, todo ello en paralelo con la carga resistiva y el condensador. De este modo, simulamos un inversor que nos fijaría la tensión de salida de nuestro convertidor y a si vez nos permite observar que efectivamente la tensión de entrada de nuestro convertidor varía según la tensión que fijemos a la salida. Ya que la tensión máxima que obtendríamos a la entrada de nuestro circuito es de 120v debido al panel, quiere decir que a esa tensión estaremos en la zona de descenso según la curva  $I - V$  característica de nuestro panel, por lo que el valor de máxima potencia de éste rondara los 70 – 100 voltios mas o menos, por lo que la fuente que hemos colocado a la salida puede ofrecer hasta 200v de tensión continua.

Todo el sistema es capturado, mediante el de adquisición de datos 34970 A de *agilent* y el correspondiente software *data logger*, debidamente conectado y midiendo tanto la tensión y corriente de entrada como la de salida, para observar que el sistema trabaja según los sistemas previamente estudiados.

A continuación se muestran la gráfica obtenida mediante la herramienta anteriormente mencionada y que comentaremos a continuación.

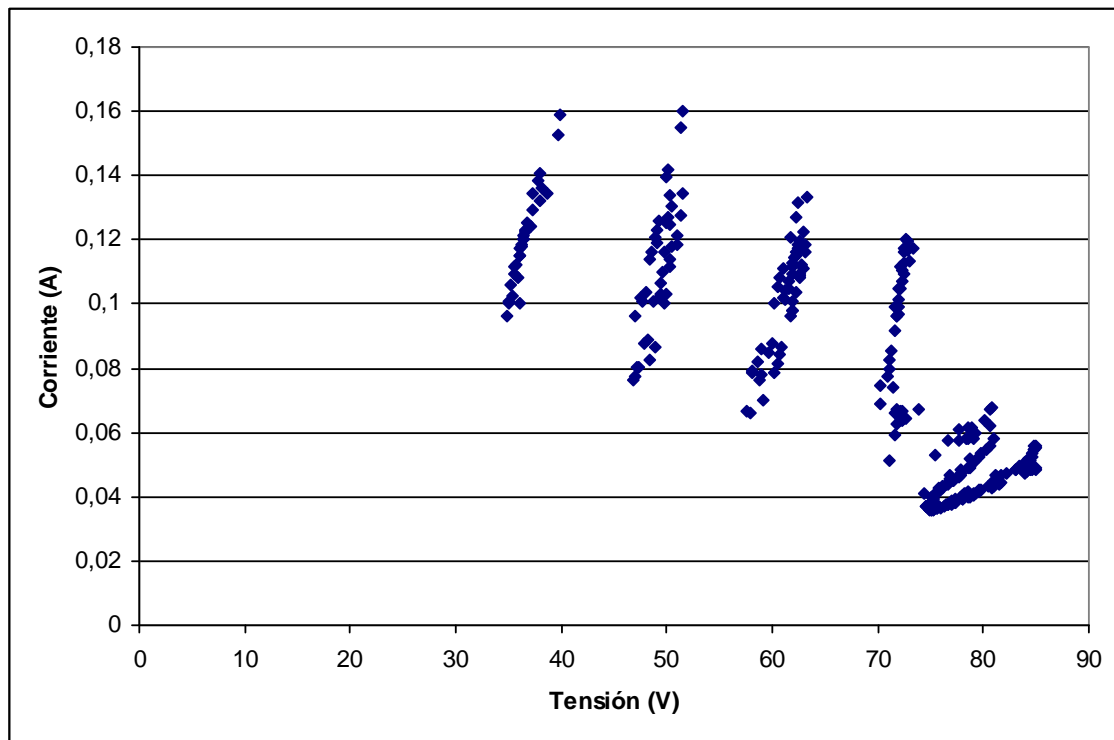


Figura5.6. Puntos de corriente y voltaje en cada instante de adquisición con D variable y alto grado de variación de D.

En la figura 5.6 se observa como varía el ciclo de trabajo ya que se aprecian grupos de puntos agrupados de manera alargada saltados con un amplio espacio entre cada grupo. Éstos espacios entre grupos se debe a que se le programó al DSP de manera que los incrementos y decrementos que debía realizar al ciclo de trabajo eran de 0.05%, valor bastante elevado y que fuerza al panel a moverse bruscamente entre su curva característica haciendo cambiar bruscamente sus valores de tensión y corriente, como podemos apreciar. Los grupos son un conjunto de valores de tensión y corriente que se disponen de manera algo alargada ya que en cada momento de adquisición la potencia lumínica que absorbía el panel fotovoltaico era menor, esto era debido a que el sol se iba declinando para ponerse sobre el horizonte, por lo que los valores de tensión y corriente se hacían menores, pero manteniéndose en grupo para cada valor de D. Con esta prueba observamos que el programa, realizado y cargado en el DSP y a pesar de su alta variación de D, podría ser válido ya que se mantiene entre un rango fijo de culos de trabajo y ya que, como se explicó

anteriormente con el diagrama de flujo, lo que el programa realiza es un incremento o decremento para luego ser comparado con la anterior variación, por lo que el programa no estaría siempre en el mismo punto de máxima potencia y ciclo de trabajo, si no que dicho ciclo oscila a ambos lados de dicho punto estableciendo así la zona de máxima potencia. Por ello, la concusión de este test de lazo cerrado es bastante satisfactoria.

A continuación se modificó únicamente la variación que el programa hace al ciclo de trabajo para oscilar en la zona de máxima potencia. La nueva variación del ciclo de trabajo es diez veces menor que la anterior, por lo que se debería apreciar un conjunto de puntos bastante más aproximados y cuya media es la zona de máxima potencia.

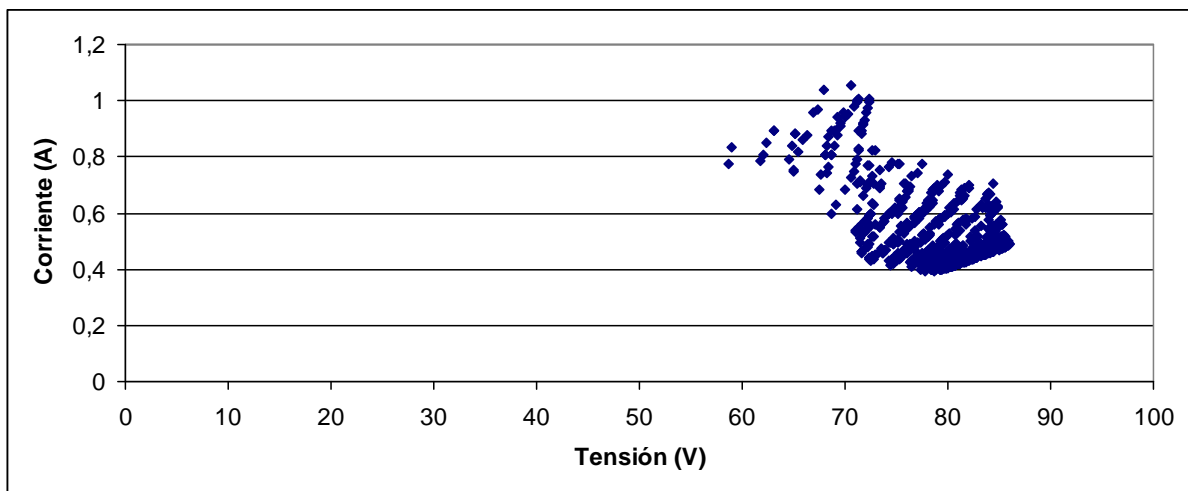


Figura 5.6 Puntos corriente y voltaje en cada instante de adquisición con D variable y menor variación de ciclo de trabajo.

Como se puede observar, cada adquisición se refleja en la gráfica de modo que la zona de trabajo que nuestro convertidor fuerza al panel solar a estar parece que se sitúa en la zona de máxima potencia, y a demás se observan las variaciones tensión y corriente en cada instante para cada valor de D distinto, como era de esperar con la reducción de dicha variación, pero dentro de una mínima distancia del punto de máxima potencia.

A continuación se muestran las graficas I – V, figura 5.6, y P – V, figura 5.7, del panel fotovoltaico utilizado, para así corroborar que efectivamente el panel estuvo trabajando en el punto de máxima potencia.

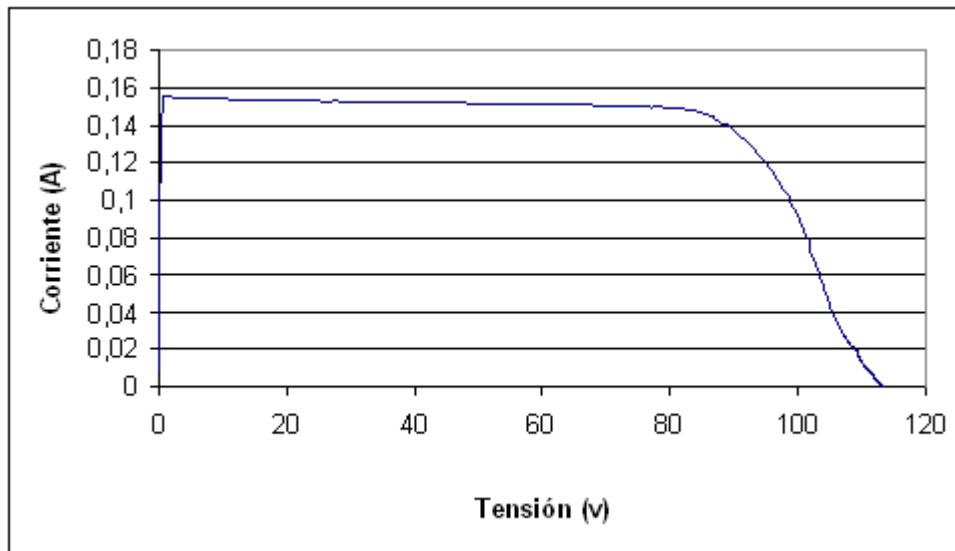


Figura 5.6 Forma de onda I-V característica del panel obtenido.

Como se observa en la figura 5.6, la curva I – V del panel utilizado tiene la tensión de vacío de algo menos de 120v y la corriente de cortocircuito es de algo mas de 0.15A, esto es debido a que en el momento de adquisición de dicha gráfica, la luz que captaba era menor que en el momento en que se realizaron los anteriores test, esto es debido a que el momento dicho momento era con el sol ya en el horizonte. De igual modo la gráfica es exactamente igual en la forma, la diferencia existente entre haberlo tomado en las mismas condiciones que en el test, de 1A, aproximadamente, de cortocircuito, hubiera sido que el inicio de la gráfica sería en ese punto de corriente. Por ello, la curva característica de P – I que a continuación se muestra, es totalmente válida, ya que el punto de máxima potencia se mantiene siempre fijo a una tensión determinada.



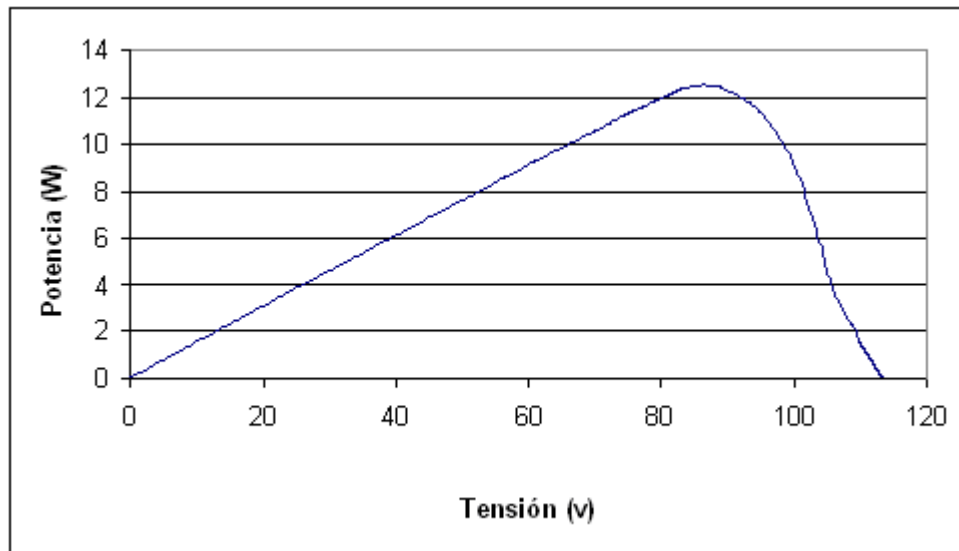


Figura 5.7 Gráfica de P – V del panel fotovoltaico.

Como se observa, el punto de máxima potencia se encuentra en algo más de 80v, concretamente a 87.5v. Por consiguiente, demostramos que el convertidor CC/CC y el programa cargado en el DSP hacen trabajar correctamente al panel fotovoltaico alrededor de la zona de máxima potencia, teniendo en cuenta que dicho programa hace que el panel trabaje alrededor de dicho punto, comparando valores y respondiendo consecuentemente, como se explica en el apartado 4.



## **CONCLUSIONES**

El presente proyecto ha sido planteado, diseñado y realizado para completar un sistema de aprovechamiento de la energía solar para generar energía eléctrica y acometerla directamente a la red. Dicho proyecto se centra en la etapa de acondicionamiento de la potencia generada por el panel o conjunto de paneles fotovoltaicos para poder atender las necesidades que la etapa inversora, que conecta con la red, requiere. Por ello, se partieron de las condiciones de entrada y salida concretas de 270 voltios y 600 voltios respectivamente, como requería el inversor que se instalaría en el sistema.

Según los análisis realizados a lo largo del proyecto, el conjunto de componentes que dan lugar al sistema convertidor elevador diseñado han resultado ser no solo bastante útiles y funcionales, si no que presentan un carácter innovador y original, que hace de este proyecto bastante atractivo y lúdico.

El convertidor que se ha diseñado puede usarse para sistemas fotovoltaicos no superiores a los especificados anteriormente, lo que hace que su utilidad aumente, ya que el sistema convertidor, al que evidentemente incluimos lo concerniente al control realizado por el DSP y es software correspondiente, realizaría las funciones de igual modo que con los presentados en los resultados experimentales del capítulo 5. Por ello, queremos resaltar que puede ser destinado para fines distintos como puede ser el uso de batería a la salida de dicho convertidor o para alimentar otros dispositivos, dependiendo de la tensión que dispongamos a la salida de éste. Así, también puede ser destinado para sistemas generadores de electricidad mediante el uso de motores de combustible o cualquier sistema que requiera de una conversión elevadora y duplicadora de tensión, previa modificación del programa cargado en el DSP.

Por último, agradecer a los usuarios que leyeron o mostraron interés en el presente proyecto y esperamos que les haya sido de alguna utilidad o satisfecho su curiosidad. Gracias.



## **BIBLIOGRAFÍA**

- [1]- “Situación actual de las energías renovables.” Revista ROBORIKER nº3.
- [2]- Centro de Estudios de la Energía Solar (CONSOLAR) “La energía solar. Aplicación práctica.” Ed PROGENSA, Sevilla, 2001.
- [3]- Hart, Daniel W. “Electrónica de Potencia.” Ed. Prectice Jall, Madrid, 2001.
- [4]- Referente Manual y Users Guide de Orcad Capture y Layout, versión 10.5. Cadence 2002.
- [5]- Visual Solutions. “VisSim/Embedded Controls Developer.” Versión 6.0. 2005.
- [6]- Spectrum Digital Incorporated. “eZdsp TM LF2407 DSP Development Systems” 2006.
- [7]- Alexander L. Rabello, Márcio A. Có, Gilberto C. D. Sousa y José L. F. Vieira. “A Fully Protected Push-Pull Current-Fed DC-DC Converter”. Departamento de Ingeniería Eléctrica, Universidade Federal do Espírito Santo. Barsil.
- [8]- R. Prieto, J. A. Cobos, O. García y J. Uceda. “Interleaving Techniques in Magnetic Components”. Universidad Politécnica de Madrid.



## **PRESUPUESTO**

**COSTES DE MATERIAL**

<b>Código</b>	<b>Descripción</b>	<b>P.U</b>	<b>U</b>	<b>T</b>
1.1.1	<b>PCB.</b> Fabricación y ensamblaje de los componentes.	120€	1	120€
1.1.2	<b>Bobina EPCOS.</b> De 22uH.	0.48€	2	0.96€
1.1.3	<b>HY – 5.</b> Transductor de corriente. Fabricado por LEM.	6.78€	1	6.78€
1.1.4	<b>IGBT.</b> Con diodo. Fabricado por IXYS	6.27€	2	12.54€
1.1.5	<b>IR2110.</b> Rectificador.High and low side driver. Fabricado por IR.	3.38€	2	6.76€
1.1.6	<b>RE – 0515S.</b> Convertidor CC/CC integrado.Fabricado por ECONOLINE.	4.45€	1	4.45€
1.1.6	<b>RS – 0515D.</b> Convertidor CC/CC integrado.Fabricado por ECONOLINE.	5.65€	1	5.65€
1.1.6	<b>STTA812.</b> Diodo ultra rápido de alto voltage.	2.75€	2	5.5€



1.1.7	<b>Condensador electrolítico.</b> 470uF, 400V.	12.37€	1	12.37€
1.1.8	<b>Condensador cerámico.</b> 10nF.	0.77€	8	6.16€
1.1.9	<b>Condensador electroítico.</b> 100uF, 25V.	0.47€	1	0.47€
1.2.1	<b>Condensador electrolítico.</b> 22nF. 25V.	0.45€	2	0.9€
1.2.2	<b>Resistencia.</b> 220ohmios.	0.2€	1	0.2€
1.2.3	<b>Disipador.</b> 15cm de alto. Para IGBTs.	1.04€	2	2.08€
1.2.4	<b>Disipador.</b> 8cm de alto. Para diodos.	0.74€	2	1.48€
1.2.5	<b>Clema.</b> De dos conexiones. Macho y hembra. Para entrada y salida.	0.4€	2	0.8€
1.2.6	<b>Clema.</b> De cuatro conexiones. Macho y hembra. Para transformador.	0.6€	2	1.2€
1.2.7	<b>Conector.</b> 20x2.	0.8€	1	0.8€
1.2.8	<b>Conector.</b>	0.6€	1	0.6€





10x2.

1.2.9	<b>eZdsp TMS320LF2407.</b>	578€	1	578€
	Placa de desarrollo DSP.			

<b>TOTAL</b>	<b>676.7€</b>
--------------	---------------

**COSTES DE PERSONAL**

Funciones	Nº Horas	Coste/Hora (€)	Coste (€)
<b>Ingeniero Técnico Industrial.</b>	550	60	33000
Diseño, desarrollo, montaje y pruebas.			
<b>Secretaria.</b>	60	35	2100
Mecanografiado y preparación de la documentación.			

<b>TOTAL</b>	<b>35100€</b>
--------------	---------------

**COSTES TOTAL**

<b>Coste de personal</b>	<b>35100€</b>
--------------------------	---------------

<b>Coste de material</b>	<b>676.7</b>
--------------------------	--------------



<b>Gastos generales (10%)</b>	<b>35776.7€</b>
	<b>3577€</b>
<b>I.V.A. (16%)</b>	<b>39353,7€</b>
	<b>6296,6€</b>
<b>TOTAL</b>	<b>45650,3€</b>



## **ANEXO**



## Chokes and inductors

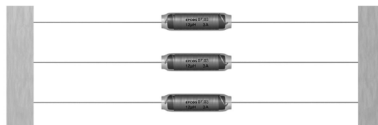
### VHF chokes

**Series/Type:** B82111E  
**Date:** November 2005

Rated voltage 500 VAC/DC  
Rated current 0.1 to 6 A  
Rated inductance 7 to 1200  $\mu$ H

### Construction

- Ferrite cylinder core
- Winding: single-layer, enamel copper wire
- Polyester insulating sleeve



### Features

- High resonant frequency
- Wide inductance range
- RoHS-compatible<sup>1)</sup>

### Applications

- RF blocking and filtering
- Interference suppression in small appliances
- Decoupling in telecommunications and entertainment electronics

### Marking

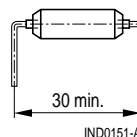
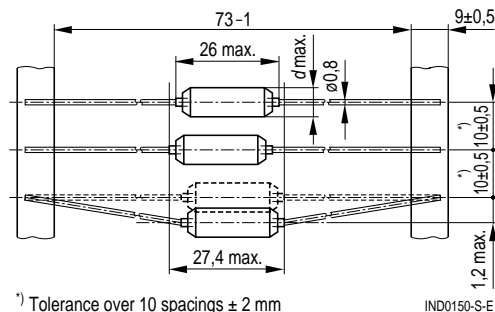
$L_R$  and  $I_R$  in clear text

### Delivery mode

Taped and reeled


For details on packing and packing units see page 5.

### Dimensional drawing



1) RoHS-compatible is defined as compatible with the following documents:  
DIRECTIVE 2002/95/EC OF THE EUROPEAN PARLIAMENT AND OF THE COUNCIL of 13 February 2003 on the restriction of the use of certain hazardous substances in electrical and electronic equipment COM (2004) 606 final Proposal for a COUNCIL DECISION amending Directive 2002/95/EC of the European Parliament and of the Council for the purposes of establishing the maximum concentration values for certain hazardous substances in electrical and electronic equipment.

**General technical data**

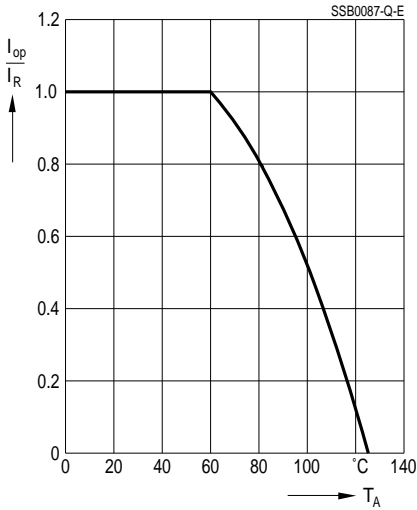
Test voltage $V_{\text{test}}$	2500 VAC, 1 min
Rated inductance $L_R$	Measuring frequency: $L \leq 10 \mu\text{H}$ = 1 MHz $10 \mu\text{H} < L \leq 1000 \mu\text{H}$ = 100 kHz $L > 1000 \mu\text{H}$ = 10 kHz
Inductance tolerance	$\pm 20\%$
Rated current $I_R$	Referred to 60 °C ambient temperature, for derating see below
Inductance decrease $\Delta L/L_0$	$\leq 10\%$ (referred to initial value) at DC load $I_R$ at 20 °C
DC resistance $R_{\text{typ}}$	Typical value, measured at 20 °C ambient temperature
Resonance frequency $f_{\text{res, min}}$	Typical value, measured with Scalar Network Analyzer ZAS from Rohde & Schwarz
Climatic category (IEC 60068-1)	55/125/56 (–55 °C/+125 °C/56 days damp heat test)
 Mounting information	When bending the leads, take care that the bending point is <b>at least 3 mm</b> apart from the face ends of the core and that the start-of-winding-areas are not subjected to any mechanical stress

**Characteristics and ordering codes**

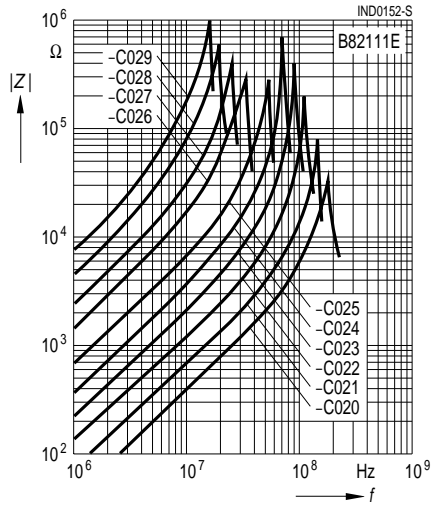
$I_R$	$L_R$	$R_{\text{typ}}$	$f_{\text{res}}$	Approx. weight g	Dimensions $d_{\text{max}}$ mm	Ordering code
A	$\mu\text{H}$	$\Omega$	MHz			
0.1	1200	34	16	2.2	6.0	B82111E0000C029
0.2	680	14	19	2.2	6.0	B82111E0000C028
0.3	470	6.5	25	2.3	6.0	B82111E0000C027
0.5	220	2.6	32	2.3	6.5	B82111E0000C026
1	100	0.65	55	2.5	6.5	B82111E0000C025
1.5	56	0.30	70	2.7	6.5	B82111E0000C024
2	40	0.18	90	3.0	7.0	B82111E0000C023
3	22	0.07	110	3.3	7.0	B82111E0000C022
4	12	0.04	140	3.5	7.5	B82111E0000C021
6	7	0.02	180	3.6	7.5	B82111E0000C020

### Current derating $I_{op}/I_R$ versus ambient temperature $T_A$

(rated temperature  $T_R = 60\text{ °C}$  )

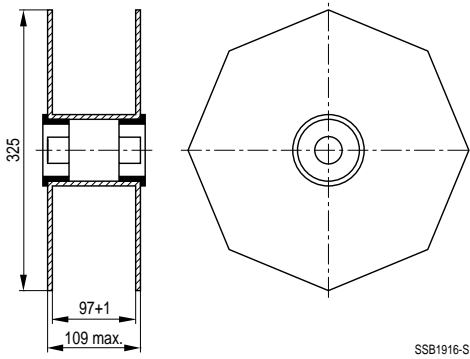


### Impedance $|Z|$ versus frequency $f$ (typical values)

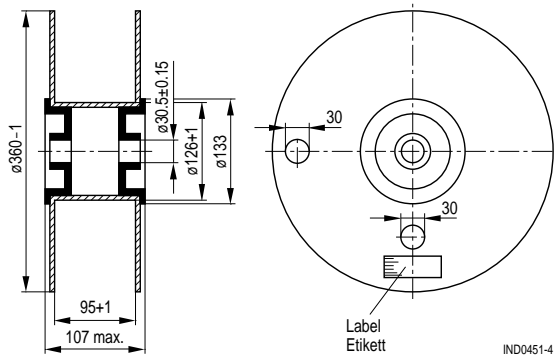


## Packing

Reel packing for B82111E\*C020, C029



Reel packing for B82111E\*C21 ... C028



**Packing units:** 1000 pcs./reel



## Important notes

The following applies to all products named in this publication:

1. Some parts of this publication contain **statements about the suitability of our products for certain areas of application**. These statements are based on our knowledge of typical requirements that are often placed on our products in the areas of application concerned. We nevertheless expressly point out **that such statements cannot be regarded as binding statements about the suitability of our products for a particular customer application**.

As a rule, EPCOS is either unfamiliar with individual customer applications or less familiar with them than the customers themselves. For these reasons, it is always ultimately incumbent on the customer to check and decide whether an EPCOS product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular customer application.

2. We also point out that **in individual cases, a malfunction of passive electronic components or failure before the end of their usual service life cannot be completely ruled out in the current state of the art, even if they are operated as specified**. In customer applications requiring a very high level of operational safety and especially in customer applications in which the malfunction or failure of a passive electronic component could endanger human life or health (e.g. in accident prevention or life-saving systems), it must therefore be ensured by means of suitable design of the customer application or other action taken by the customer (e.g. installation of protective circuitry or redundancy) that no injury or damage is sustained by third parties in the event of malfunction or failure of a passive electronic component.

3. **The warnings, cautions and product-specific notes must be observed.**

4. In order to satisfy certain technical requirements, **some of the products described in this publication may contain substances subject to restrictions in certain jurisdictions (e.g. because they are classed as "hazardous")**. Useful information on this will be found in our Material Data Sheets on the Internet ([www.epcos.com/material](http://www.epcos.com/material)). Should you have any more detailed questions, please contact our sales offices.

5. We constantly strive to improve our products. Consequently, **the products described in this publication may change from time to time**. The same is true of the corresponding product specifications. Please check therefore to what extent product descriptions and specifications contained in this publication are still applicable before or when you place an order.

We also **reserve the right to discontinue production and delivery of products**. Consequently, we cannot guarantee that all products named in this publication will always be available.

6. Unless otherwise agreed in individual contracts, **all orders are subject to the current version of the "General Terms of Delivery for Products and Services in the Electrical Industry" published by the German Electrical and Electronics Industry Association (ZVEI)**.

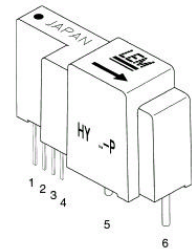
7. The trade names EPCOS, CeraDiode, CSSP, PhaseCap, PhaseMod, SilverCap, SIFI, SIMID, SIKOREL, SIOV, SIP5D, SIP5K, TOPcap, UltraCap, WindCap are **trademarks registered or pending** in Europe and in other countries. Further information will be found on the Internet at [www.epcos.com/trademarks](http://www.epcos.com/trademarks).

## Current Transducers HY 5..25-P

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed, mixed, with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



$$I_{PN} = 5 \dots 25 \text{ A}$$



### Electrical data

Primary nominal current rms $I_{PN}$ (A)	Primary current, measuring range $I_{PM}$ (A)	Primary conductor (mm)	Type	RoHS since date code
5	± 15	Ø 0.7	HY 5-P	45260
10	± 30	Ø 1.1	HY 10-P	45286
12.5	± 37.5	Ø 1.4	HY 12-P	45264
15	± 45	Ø 1.4	HY 15-P	45276
20	± 60	2 x Ø 1.2 <sup>1)</sup>	HY 20-P	46097
25	± 75	2 x Ø 1.4 <sup>1)</sup>	HY 25-P	45269

$V_C$	Supply voltage (± 5 %) <sup>6)</sup>	± 12 .. 15	V
$I_C$	Current consumption	± 10	mA
$\hat{I}_P$	Overload capability (1 ms)	50 x $I_{PN}$	
$V_d$	Rms voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 min	2.5	kV
$V_b$	Rated isolation voltage rms	500 <sup>2)</sup>	V
$R_{IS}$	Isolation resistance @ 500 VDC	> 1000	MΩ
$V_{OUT}$	Output voltage (Analog) @ + $I_{PN}$ , $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 4	V
$R_{OUT}$	Output internal resistance	100	Ω
$R_L$	Load resistance	> 1	kΩ

### Accuracy - Dynamic performance data

$X$	Accuracy @ $I_{PN}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ (excluding offset)	< ± 1	%
$e_L$	Linearity error <sup>3)</sup> (0 .. ± $I_{PN}$ )	< ± 1	% of $I_{PN}$
$V_{OE}$	Electrical offset voltage @ $T_A = 25^\circ\text{C}$	< ± 40	mV
$V_{OH}$	Hysteresis offset voltage @ $I_P = 0$ ; after an excursion of 1 x $I_{PN}$	< ± 15	mV
$TCV_{OE}$	Temperature coefficient of $V_{OE}$	typ. ± 1.5 max. ± 3	mV/K mV/K
$TCV_{OUT}$	Temperature coefficient of $V_{OUT}$ (% of reading)	< ± 0.1	%/K
$t_r$	Response time to 90% of $I_{PN}$ step	< 3	μs
$di/dt$	di/dt accurately followed	> 50	A/μs
$BW$	Frequency bandwidth <sup>4)</sup> (- 3 dB)	DC .. 50	kHz

### General data

$T_A$	Ambient operating temperature	- 10 .. + 80	°C
$T_S$	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	°C
$m$	Mass	< 14	g
	Standards <sup>5)</sup>	EN 50178: 1997	

Notes : <sup>1)</sup> Conductor terminals are soldered together.

<sup>2)</sup> Pollution class 2, overvoltage category III.

<sup>3)</sup> Linearity data exclude the electrical offset.

<sup>4)</sup> Please refer to derating curves in the technical file to avoid excessive core heating at high frequency.

<sup>5)</sup> Please consult characterisation report for more technical details and application advice.

<sup>6)</sup> Operating at  $\pm 12\text{V} \leq V_C < \pm 15\text{V}$  will reduce measuring range.

### Features

- Hall effect measuring principle
- Galvanic isolation between primary and secondary circuit
- Isolation voltage 2500 V~
- Compact design for PCB mounting
- Low power consumption
- Extended measuring range (3 x  $I_{PN}$ )
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

### Advantages

- Easy mounting
- Small size and space saving
- Only one design for wide current ratings range
- High immunity to external interference.

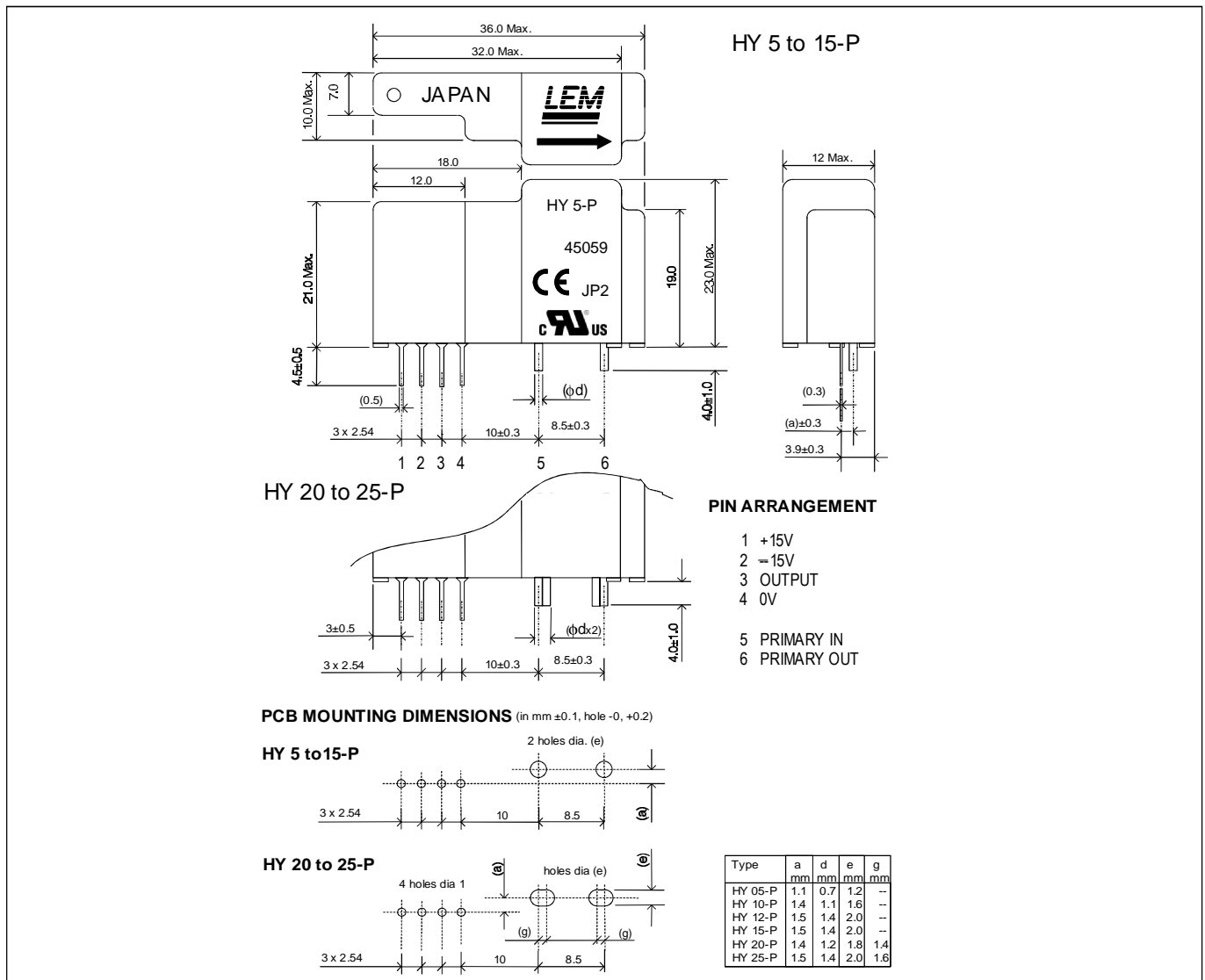
### Applications

- Static converters for DC motor drives
- Switched Mode Power Supplies (SMPS).
- AC variable speed drives
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Battery supplied applications
- General purpose inverters

### Application domain

- Industrial

## Dimensions HY 5..25-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



## Safety



This transducer must be used in electric/electronic equipment with respect to applicable standards and safety requirements in accordance with the following manufacturer's operating instructions.



Caution, risk of electrical shock

When operating the transducer, certain parts of the module can carry hazardous voltage (eg. primary busbar, power supply). Ignoring this warning can lead to injury and/or cause serious damage.

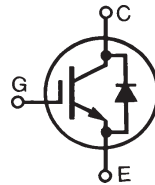
This transducer is a built-in device, whose conducting parts must be inaccessible after installation.

A protective housing or additional shield could be used.

Main supply must be able to be disconnected.

## High Voltage IGBT with Diode Electrically Isolated Tab

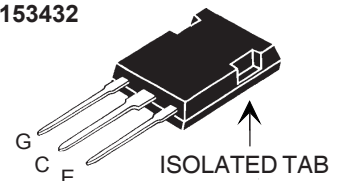
### IXGR 16N170AH1



$$\begin{aligned} V_{CES} &= 1700 \text{ V} \\ I_{C25} &= 16 \text{ A} \\ V_{CE(sat)} &= 5.0 \text{ V} \\ t_{fi(typ)} &= 40 \text{ ns} \end{aligned}$$

Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
$V_{CES}$	$T_J = 25^\circ\text{C to } 150^\circ\text{C}$	1700	V
$V_{CGR}$	$T_J = 25^\circ\text{C to } 150^\circ\text{C}; R_{GE} = 1 \text{ M}\Omega$	1700	V
$V_{GES}$	Continuous	$\pm 20$	V
$V_{GEM}$	Transient	$\pm 30$	V
$I_{C25}$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	16	A
$I_{C90}$	$T_C = 90^\circ\text{C}$	8	A
$I_{F90}$		15	A
$I_{CM}$	$T_C = 25^\circ\text{C}, 1 \text{ ms}$	40	A
<b>SSOA (RBSOA)</b>	$V_{GE} = 15 \text{ V}, T_{VJ} = 125^\circ\text{C}, R_G = 10\Omega$ Clamped inductive load	$I_{CM} = 40$ @ $0.8 V_{CES}$	A
$t_{SC}$	$T_J = 125^\circ\text{C}, V_{CE} = 1200 \text{ V}; V_{GE} = 15 \text{ V}, R_G = 22\Omega$	10	$\mu\text{s}$
$P_C$	$T_C = 25^\circ\text{C}$	120	W
$V_{ISOL}$	50/60 Hz, rms, 1 minute	2500	~V
$T_J$		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
$T_{JM}$		150	$^\circ\text{C}$
$T_{stg}$		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
$F_C$	Mounting force	22...130/5.30	N/lb
Maximum lead temperature for soldering 1.6 mm (0.062 in.) from case for 10 s		300	$^\circ\text{C}$
<b>Weight</b>		5	g

ISOPLUS247 (IXGR)  
E153432



G = Gate,  
E = Emitter

C = Collector,

### Features

- Electrically isolated tab
- International standard package outline
- High current handling capability
- MOS Gate turn-on
  - drive simplicity
- Rugged NPT structure
- UL recognized
- Molding epoxies meet UL 94 V-0 flammability classification
- SONIC-FRD™ fast recovery copack diode

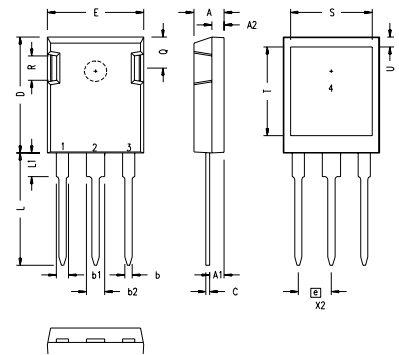
### Applications

- Capacitor discharge & pulser circuits
- AC motor speed control
- DC servo and robot drives
- DC choppers
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Switched-mode and resonant-mode power supplies

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
$BV_{CES}$	$I_C = 250 \mu\text{A}, V_{GE} = 0 \text{ V}$	1700		V
$V_{GE(th)}$	$I_C = 250 \mu\text{A}, V_{CE} = V_{GE}$	3.0		5.0 V
$I_{CES}$	$V_{CE} = 0.8 \cdot V_{CES}$ $V_{GE} = 0 \text{ V}$ Note 1	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$		100 $\mu\text{A}$ 1.5 mA
$I_{GES}$	$V_{CE} = 0 \text{ V}, V_{GE} = \pm 20 \text{ V}$			$\pm 100 \text{ nA}$
$V_{CE(sat)}$	$I_C = I_{C90}, V_{GE} = 15 \text{ V}$	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 125^\circ\text{C}$	4.2 4.8	5.0 V V

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
$g_{fs}$	$I_C = I_{C25}, V_{CE} = 10\text{ V}$ Note 2	6	10	S
$C_{ies}$	$V_{CE} = 25\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$		1700	pF
$C_{oes}$			125	pF
$C_{res}$			30	pF
$Q_g$	$I_C = I_{C90}, V_{GE} = 15\text{ V}, V_{CE} = 0.5 V_{CES}$		65	nC
$Q_{ge}$			13	nC
$Q_{gc}$			24	nC
$t_{d(on)}$	Inductive load, $T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = I_{C25}, V_{GE} = 15\text{ V}$ $R_G = 10\ \Omega, V_{CE} = 0.5 V_{CES}$ Note 3		36	ns
$t_{ri}$			57	ns
$t_{d(off)}$			200	ns
$t_{fi}$			40	ns
$E_{off}$			0.9	mJ
$t_{d(on)}$	Inductive load, $T_J = 125^\circ\text{C}$ $I_C = I_{C25}, V_{GE} = 15\text{ V}$ $R_G = 10\ \Omega, V_{CE} = 0.5 V_{CES}$ Note 3		38	ns
$t_{ri}$			59	ns
$E_{on}$			1.5	mJ
$t_{d(off)}$			200	ns
$t_{fi}$			55	ns
$E_{off}$			1.1	mJ
$R_{thJC}$			0.15	1.04 K/W
$R_{thCK}$				K/W

## ISOPLUS247 Outline



SYM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	.190	.205	4.83	5.21
A1	.090	.100	2.29	2.54
A2	.075	.085	1.91	2.16
b	.045	.055	1.14	1.40
b1	.075	.084	1.91	2.13
b2	.115	.123	2.92	3.12
C	.024	.031	0.61	0.80
D	.819	.840	20.80	21.34
E	.620	.635	15.75	16.13
e	.215 BSC		5.45 BSC	
L	.780	.800	19.81	20.32
L1	.150	.170	3.81	4.32
Q	.220	.244	5.59	6.20
R	.170	.190	4.32	4.83
S	.520	.540	13.21	13.72
T	.620	.640	15.75	16.26
U	.065	.080	1.65	2.03

- 1 - GATE
- 2 - DRAIN (COLLECTOR)
- 3 - SOURCE (EMITTER)
- 4 - NO CONNECTION

NOTE: This drawing will meet all dimensions requirement of JEDEC outline TO-247AD except screw hole.

Reverse Diode (FRED)		Characteristic Values ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise specified)		
Symbol	Test Conditions	min.	typ.	max.
$V_F$	$I_F = 20\text{ A}, V_{GE} = 0\text{ V}$ , Note 2			2.7 V
$I_{RM}$	$I_F = 50\text{ A}, V_{GE} = 0\text{ V}, -di_F/dt = 800\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_R = 600\text{ V}$		50	A
$t_{rr}$			150	ns
$R_{thJC}$				1.5 K/W

- Notes: 1. Device must be heatsunk for high temperature leakage current measurements to avoid thermal runaway.
2. Pulse test,  $t \leq 300\ \mu\text{s}$ , duty cycle  $\leq 2\%$
3. Switching times may increase for  $V_{CE} \text{ (Clamp)} > 0.8 \cdot V_{CES}$ , higher  $T_J$  or increased  $R_G$ .

IXYS reserves the right to change limits, test conditions, and dimensions.

IXYS MOSFETs and IGBTs are covered by one or more of the following U.S. patents:	4,835,592	4,931,844	5,049,961	5,237,481	6,162,665	6,404,065 B1	6,683,344	6,727,585
	4,850,072	5,017,508	5,063,307	5,381,025	6,259,123 B1	6,534,343	6,710,405 B2	6,759,692
	4,881,106	5,034,796	5,187,117	5,486,715	6,306,728 B1	6,583,505	6,710,463	

## IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

### HIGH AND LOW SIDE DRIVER

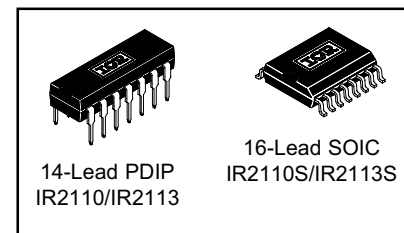
#### Features

- Floating channel designed for bootstrap operation  
Fully operational to +500V or +600V  
Tolerant to negative transient voltage  
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible  
Separate logic supply range from 3.3V to 20V  
Logic and power ground  $\pm 5V$  offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

#### Product Summary

$V_{\text{OFFSET}}$ (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O+/-}}$	2A / 2A
$V_{\text{OUT}}$	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

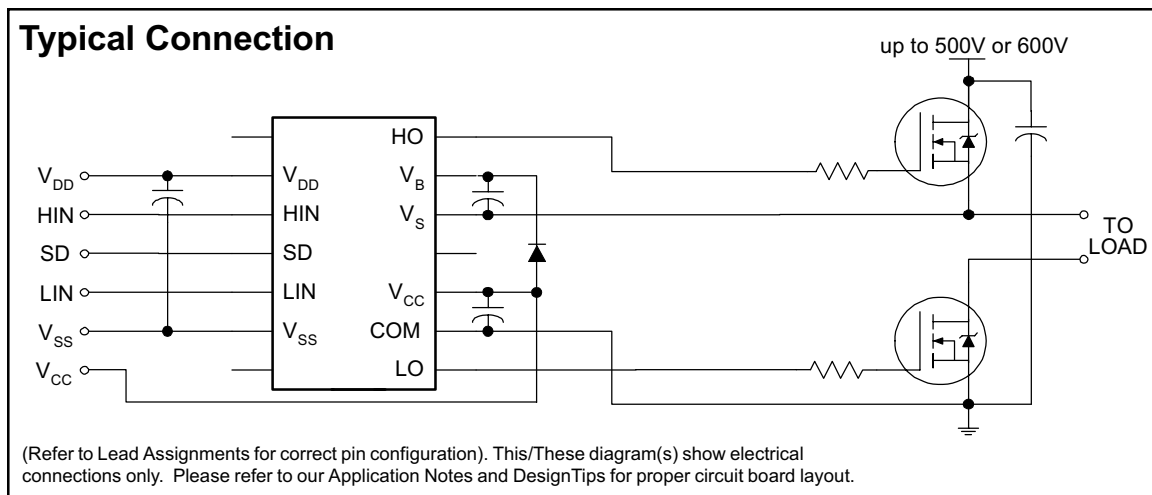
#### Packages



#### Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

#### Typical Connection



## Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
$V_B$	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V
	(IR2113)	-0.3	625	
$V_S$	High side floating supply offset voltage	$V_B - 25$	$V_B + 0.3$	
$V_{HO}$	High side floating output voltage	$V_S - 0.3$	$V_B + 0.3$	
$V_{CC}$	Low side fixed supply voltage	-0.3	25	
$V_{LO}$	Low side output voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$	
$V_{DD}$	Logic supply voltage	-0.3	$V_{SS} + 25$	
$V_{SS}$	Logic supply offset voltage	$V_{CC} - 25$	$V_{CC} + 0.3$	
$V_{IN}$	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	$V_{SS} - 0.3$	$V_{DD} + 0.3$	
$dV_S/dt$	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50	V/ns
$P_D$	Package power dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$ (14 lead DIP)	—	1.6	W
	(16 lead SOIC)	—	1.25	
$R_{THJA}$	Thermal resistance, junction to ambient (14 lead DIP)	—	75	$^\circ\text{C}/\text{W}$
	(16 lead SOIC)	—	100	
$T_J$	Junction temperature	—	150	$^\circ\text{C}$
$T_S$	Storage temperature	-55	150	
$T_L$	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300	

## Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The  $V_S$  and  $V_{SS}$  offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
$V_B$	High side floating supply absolute voltage	$V_S + 10$	$V_S + 20$	V
$V_S$	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
$V_{HO}$	High side floating output voltage	$V_S$	$V_B$	
$V_{CC}$	Low side fixed supply voltage	10	20	
$V_{LO}$	Low side output voltage	0	$V_{CC}$	
$V_{DD}$	Logic supply voltage	$V_{SS} + 3$	$V_{SS} + 20$	
$V_{SS}$	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
$V_{IN}$	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	$V_{SS}$	$V_{DD}$	$^\circ\text{C}$
$T_A$	Ambient temperature	-40	125	

Note 1: Logic operational for  $V_S$  of -4 to +500V. Logic state held for  $V_S$  of -4V to  $-V_{BS}$ . (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When  $V_{DD} < 5\text{V}$ , the minimum  $V_{SS}$  offset is limited to  $-V_{DD}$ .

## Dynamic Electrical Characteristics

$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{DD}$ ) = 15V,  $C_L$  = 1000 pF,  $T_A$  = 25°C and  $V_{SS}$  = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$t_{on}$	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
$t_{off}$	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
$t_{sd}$	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
$t_r$	Turn-on rise time	10	—	25	35		
$t_f$	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110) (IR2113)	—	—	—	10 20	

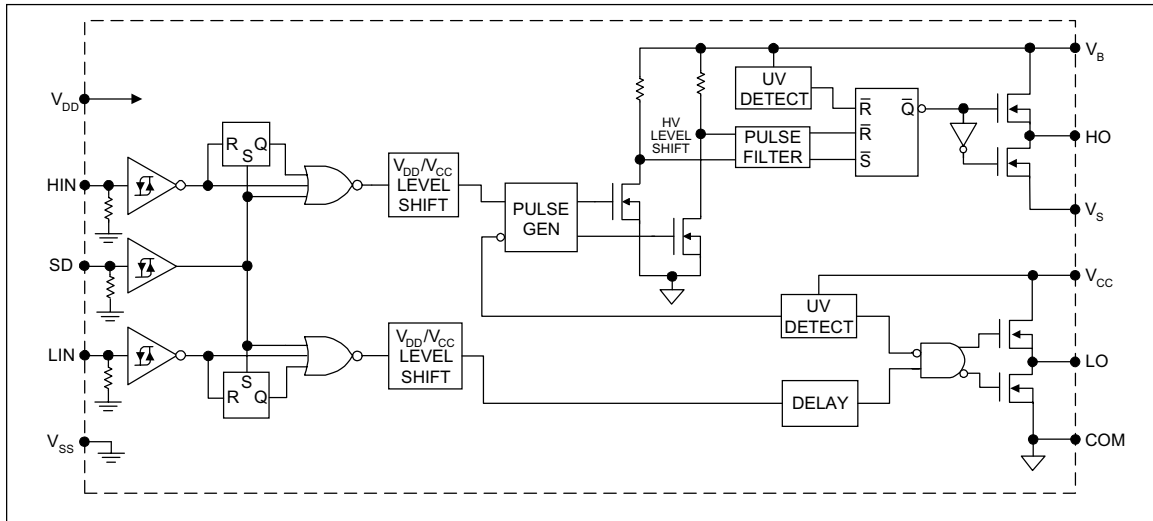
## Static Electrical Characteristics

$V_{BIAS}$  ( $V_{CC}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{DD}$ ) = 15V,  $T_A$  = 25°C and  $V_{SS}$  = COM unless otherwise specified. The  $V_{IN}$ ,  $V_{TH}$  and  $I_{IN}$  parameters are referenced to  $V_{SS}$  and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The  $V_O$  and  $I_O$  parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{IH}$	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
$V_{IL}$	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
$V_{OH}$	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
$V_{OL}$	Low level output voltage, $V_O$	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
$I_{LK}$	Offset supply leakage current	16	—	—	50	$\mu A$	$V_B = V_S = 500V/600V$
$I_{QBS}$	Quiescent $V_{BS}$ supply current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{QCC}$	Quiescent $V_{CC}$ supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{QDD}$	Quiescent $V_{DD}$ supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or $V_{DD}$
$I_{IN+}$	Logic "1" input bias current	20	—	20	40		$V_{IN} = V_{DD}$
$I_{IN-}$	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0		$V_{IN} = 0V$
$V_{BSUV+}$	$V_{BS}$ supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
$V_{BSUV-}$	$V_{BS}$ supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
$V_{CCUV+}$	$V_{CC}$ supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
$V_{CCUV-}$	$V_{CC}$ supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
$I_{O+}$	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V$ , $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$
$I_{O-}$	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V$ , $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$



## Functional Block Diagram



## Lead Definitions

Symbol	Description
V <sub>DD</sub>	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
V <sub>SS</sub>	Logic ground
V <sub>B</sub>	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V <sub>S</sub>	High side floating supply return
V <sub>CC</sub>	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

## Lead Assignments

<p>             8 HO 7              9 VDD VB 6              10 HIN VS 5              11 SD 4              12 LIN VCC 3              13 VSS COM 2              14 LO 1           </p> <p>14 Lead PDIP <b>IR2110/IR2113</b></p>	<p>             9 HO 8              10 VB 7              11 VDD VS 6              12 HIN 5              13 SD 4              14 LIN VCC 3              15 VSS COM 2              16 LO 1           </p> <p>16 Lead SOIC (Wide Body) <b>IR2110S/IR2113S</b></p>
<p>             8 HO 7              9 VDD VB 6              10 HIN VS 5              11 SD 4              12 LIN VCC 3              13 VSS COM 2              14 LO 1           </p> <p>14 Lead PDIP w/o lead 4 <b>IR2110-1/IR2113-1</b></p>	<p>             8 HO 7              9 VDD VB 6              10 HIN VS 5              11 SD 4              12 LIN VCC 3              13 VSS COM 2              14 LO 1           </p> <p>14 Lead PDIP w/o leads 4 &amp; 5 <b>IR2110-2/IR2113-2</b></p>
Part Number	

# IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International  
**IR** Rectifier

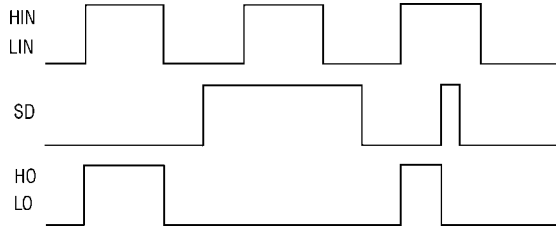


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

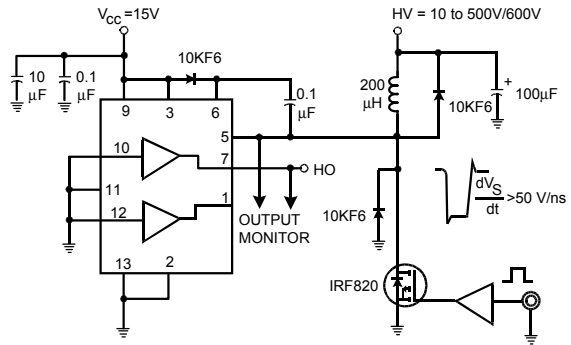


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

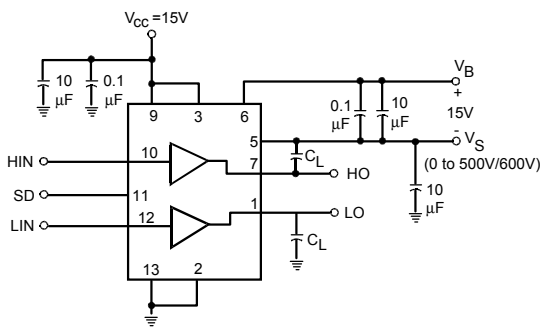


Figure 3. Switching Time Test Circuit

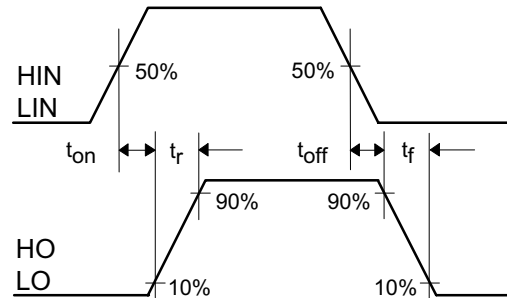


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

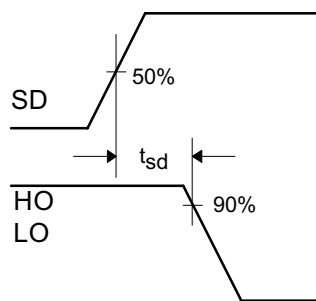


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

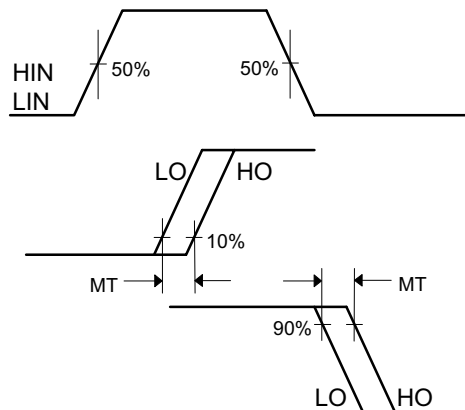


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

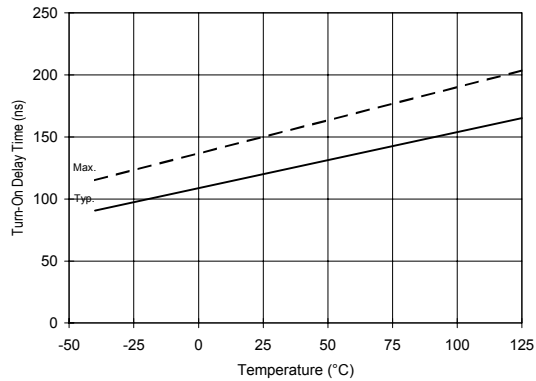


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

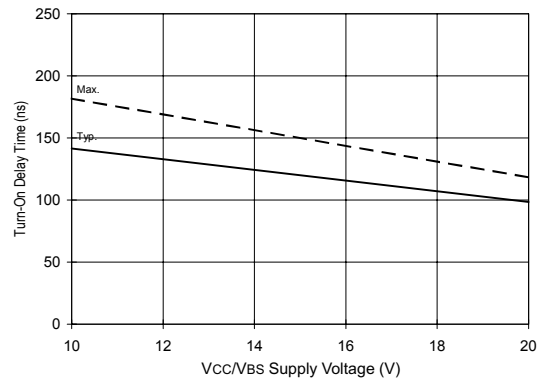


Figure 7B. Turn-On Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

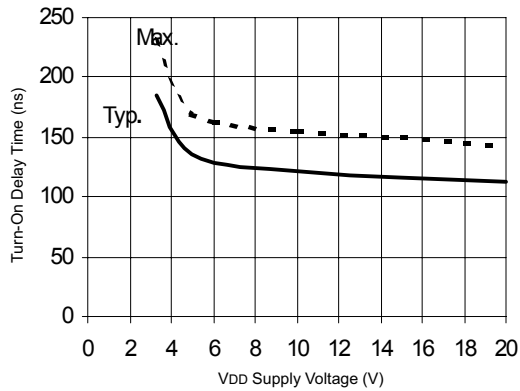


Figure 7C. Turn-On Time vs. VDD Supply Voltage

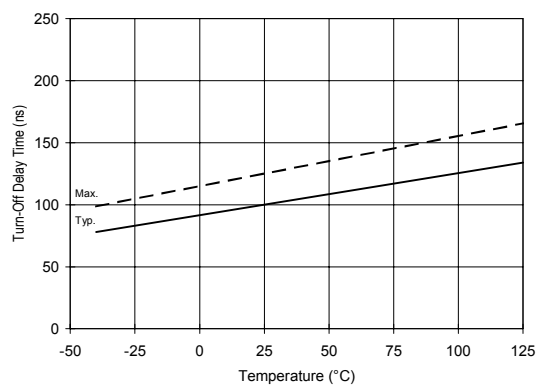


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

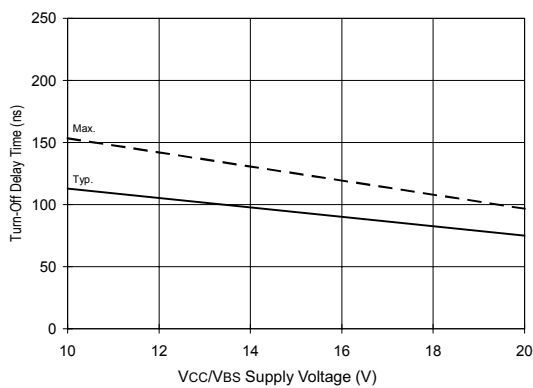


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

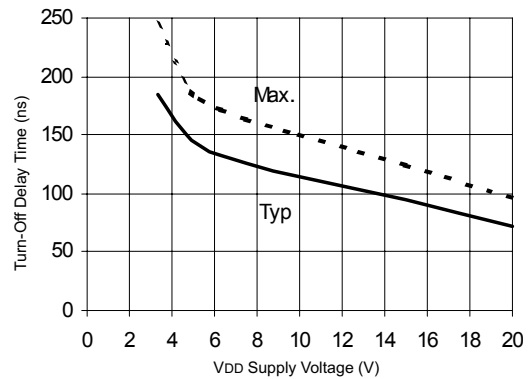
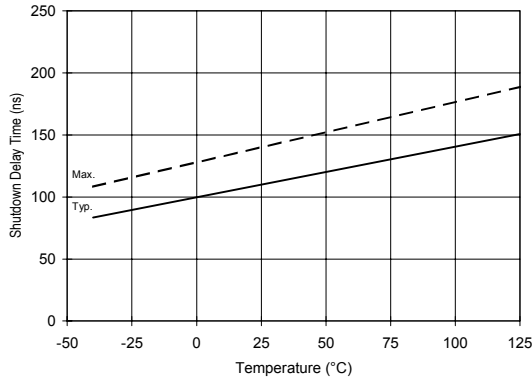
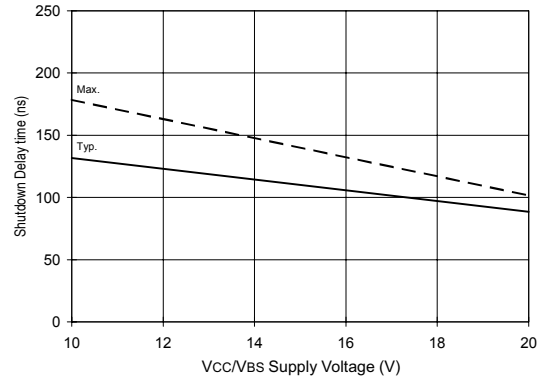


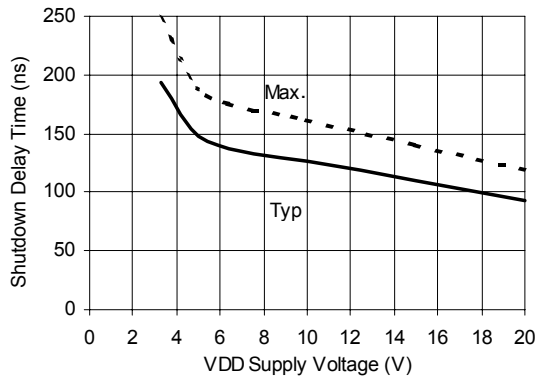
Figure 8C. Turn-Off Time vs. VDD Supply Voltage



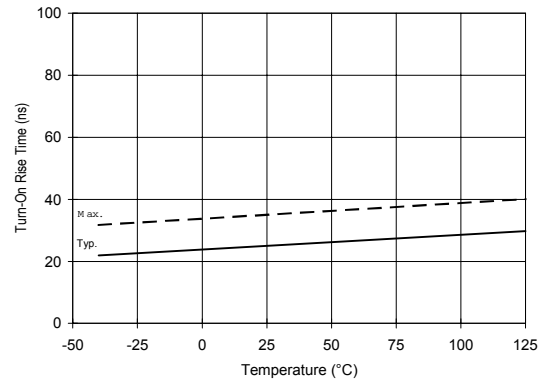
**Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature**



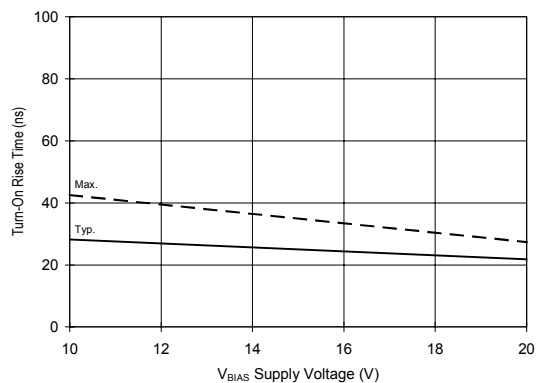
**Figure 9B. Shutdown Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage**



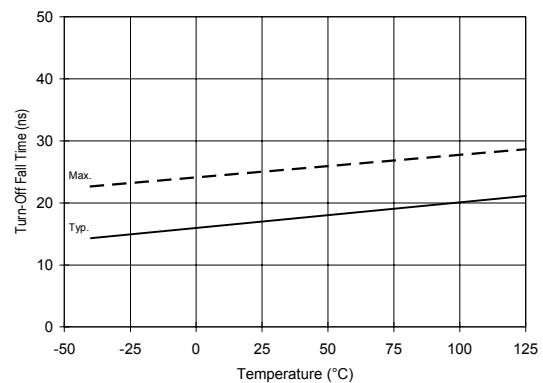
**Figure 9C. Shutdown Time vs. VDD Supply Voltage**



**Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature**



**Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage**



**Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature**

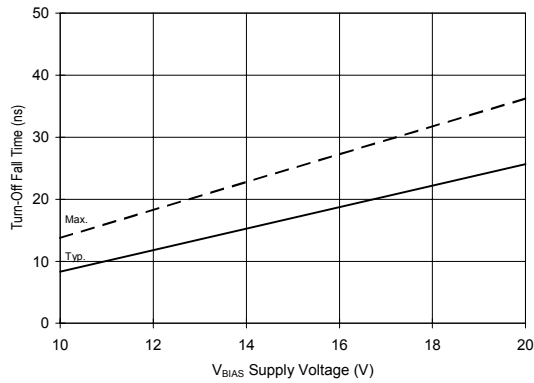


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

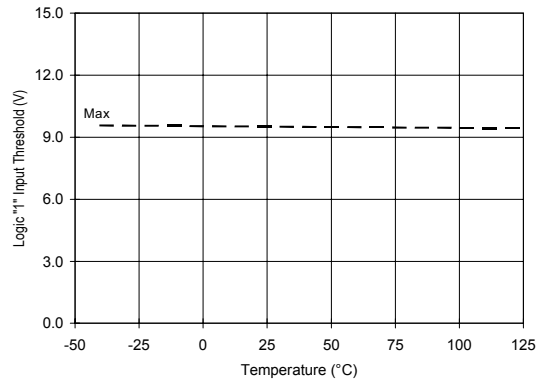


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

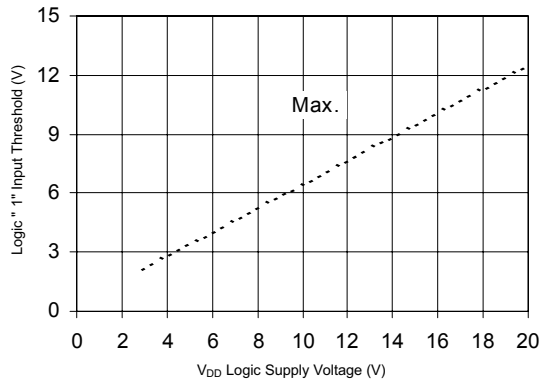


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

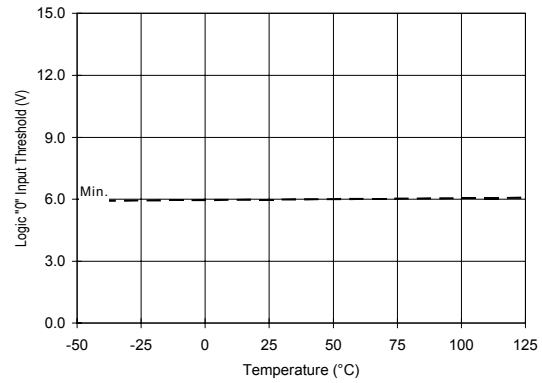


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

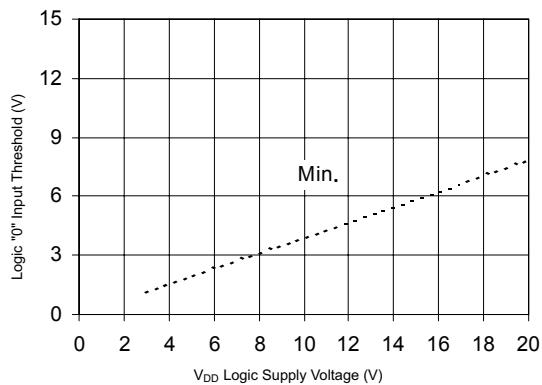


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

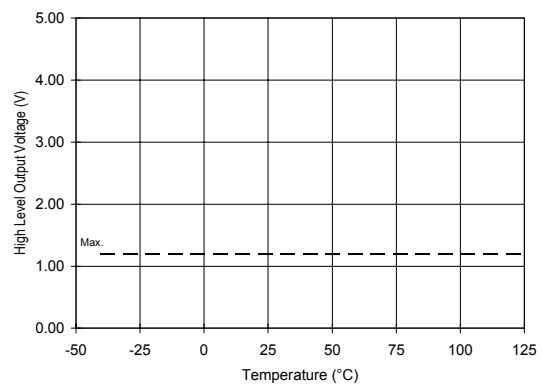
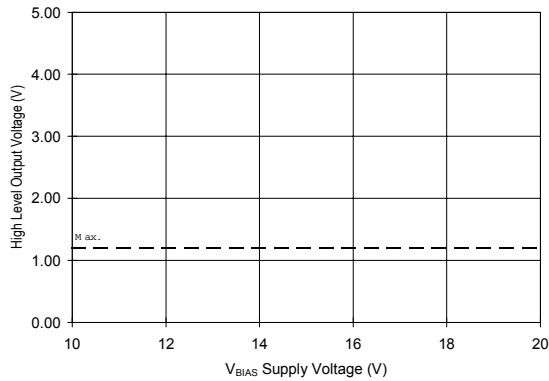
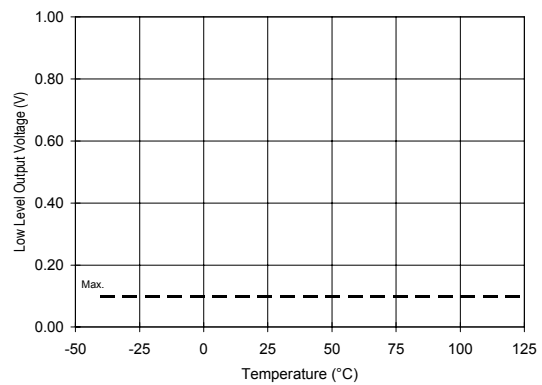


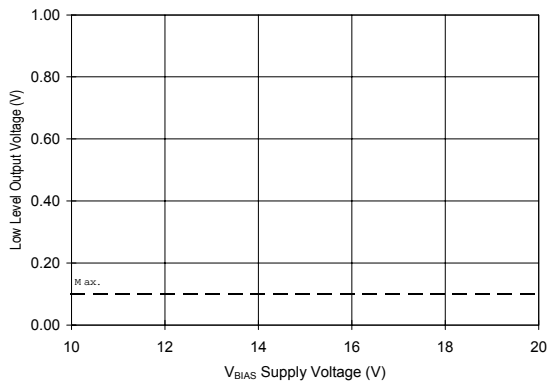
Figure 14A. High Level Output vs. Temperature



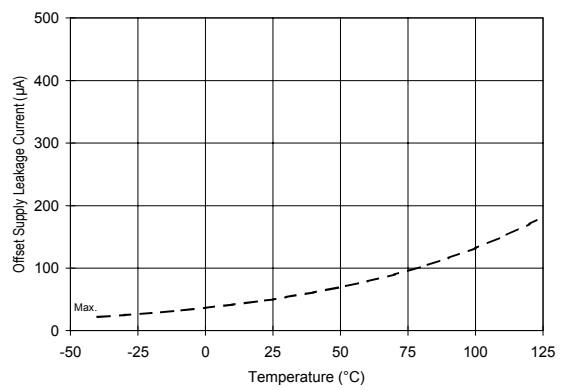
**Figure 14B. High Level Output vs. Voltage**



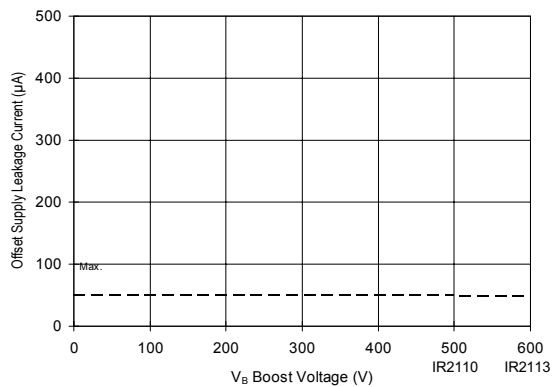
**Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature**



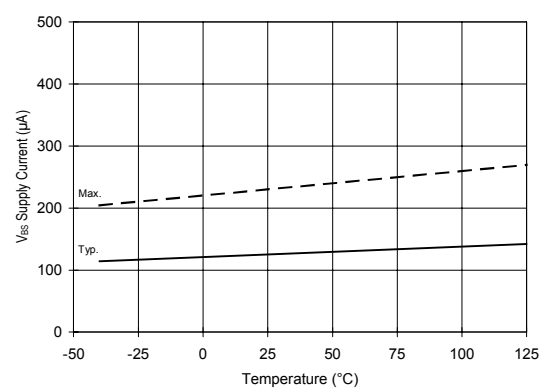
**Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage**



**Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature**



**Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage**



**Figure 17A. V<sub>BS</sub> Supply Current vs. Temperature**

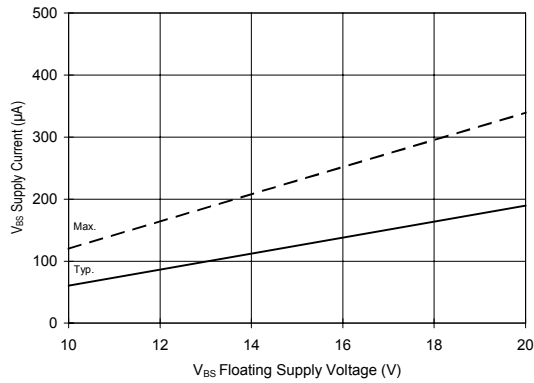


Figure 17B.  $V_{BS}$  Supply Current vs. Voltage

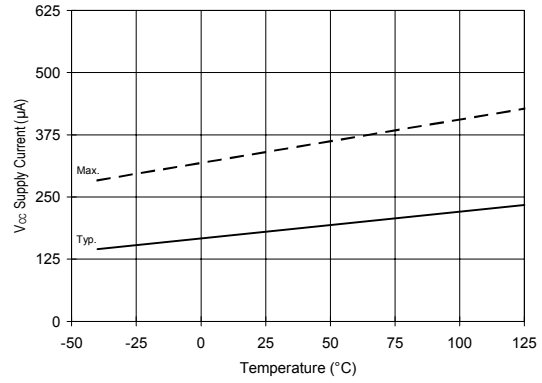


Figure 18A.  $V_{CC}$  Supply Current vs. Temperature

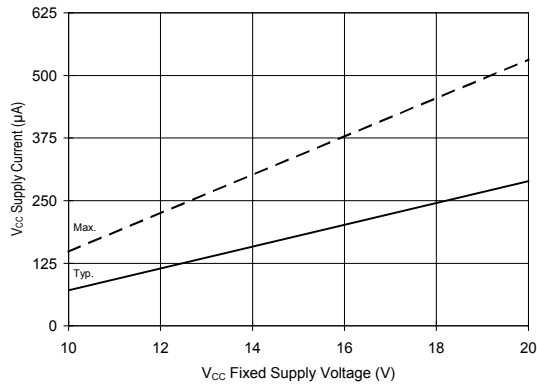


Figure 18B.  $V_{CC}$  Supply Current vs. Voltage

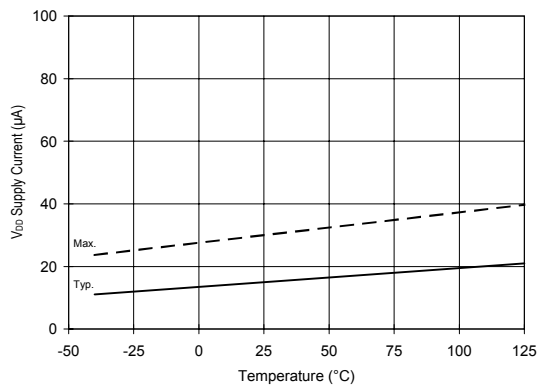


Figure 19A.  $V_{DD}$  Supply Current vs. Temperature

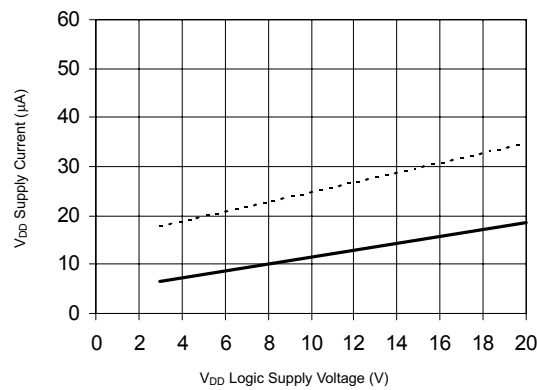


Figure 19B.  $V_{DD}$  Supply Current vs.  $V_{DD}$  Voltage

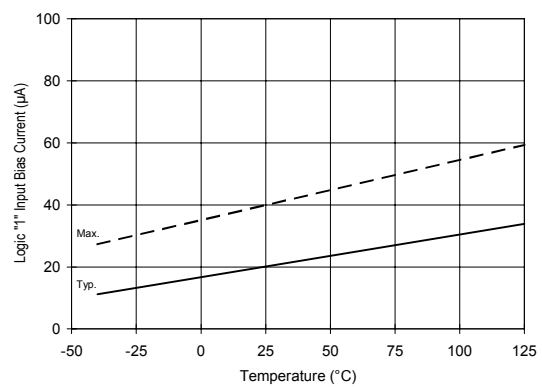
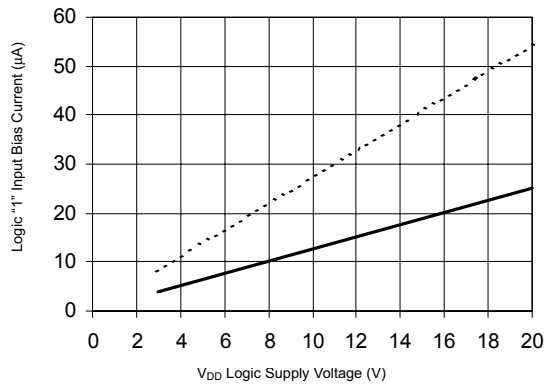
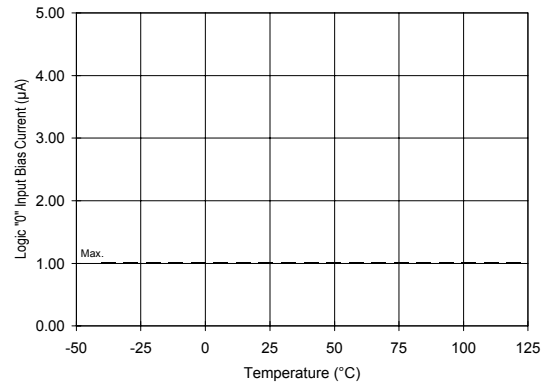


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

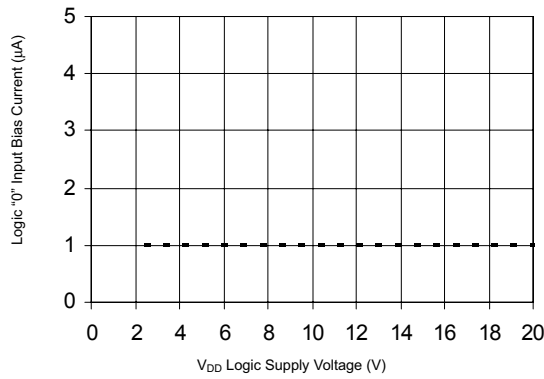




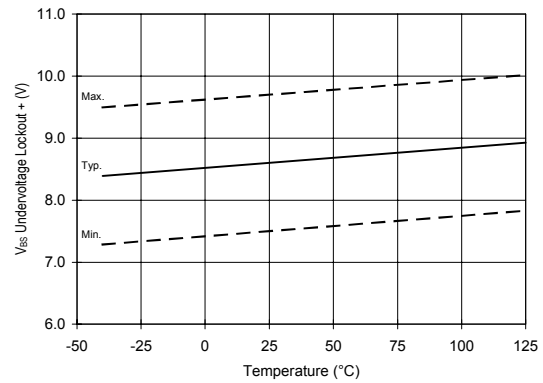
**Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. V<sub>DD</sub> Voltage**



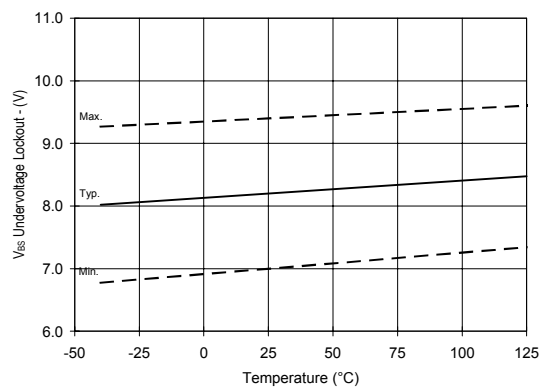
**Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature**



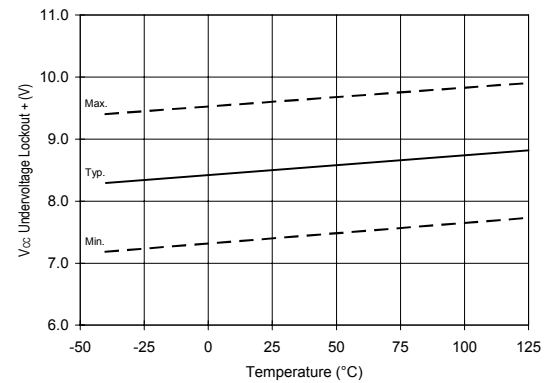
**Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. V<sub>DD</sub> Voltage**



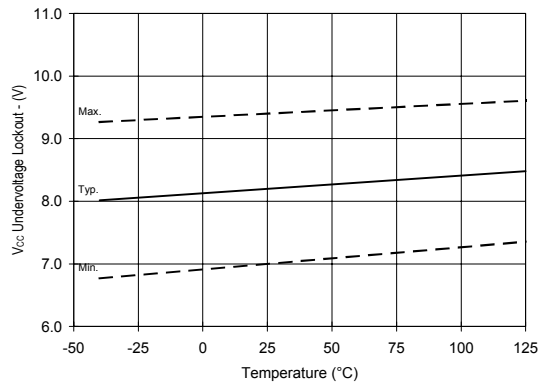
**Figure 22. V<sub>BS</sub> Undervoltage (+) vs. Temperature**



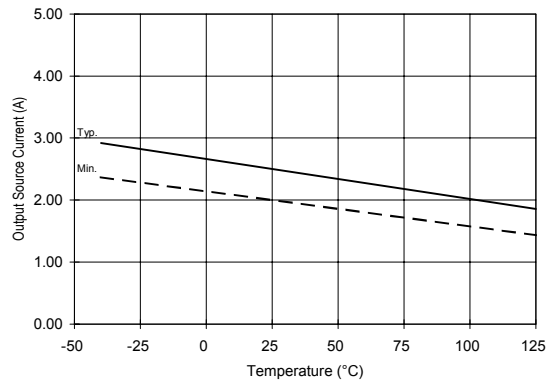
**Figure 23. V<sub>BS</sub> Undervoltage (-) vs. Temperature**



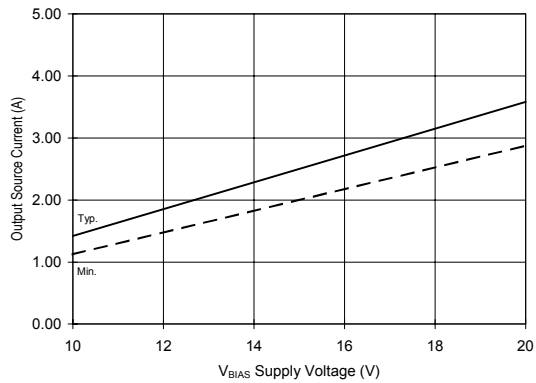
**Figure 24. V<sub>CC</sub> Undervoltage (+) vs. Temperature**



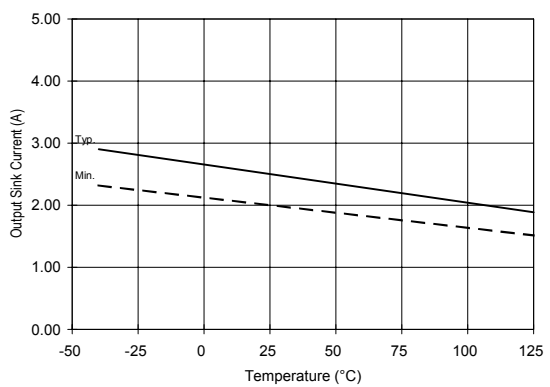
**Figure 25. Vcc Undervoltage (-) vs. Temperature**



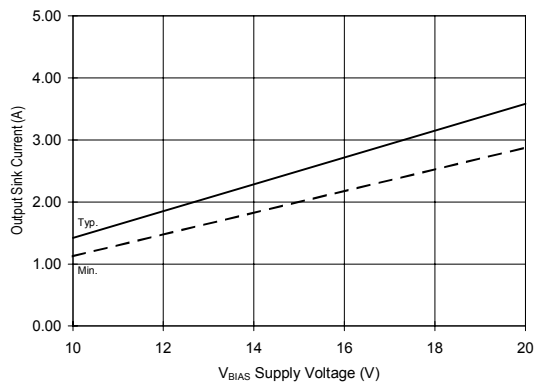
**Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature**



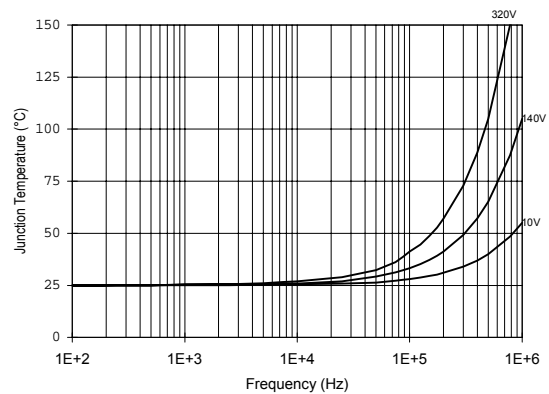
**Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage**



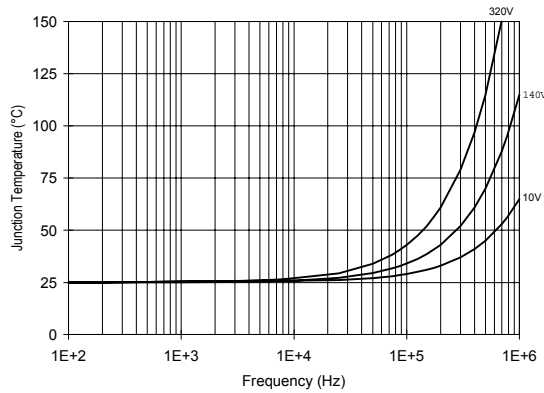
**Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature**



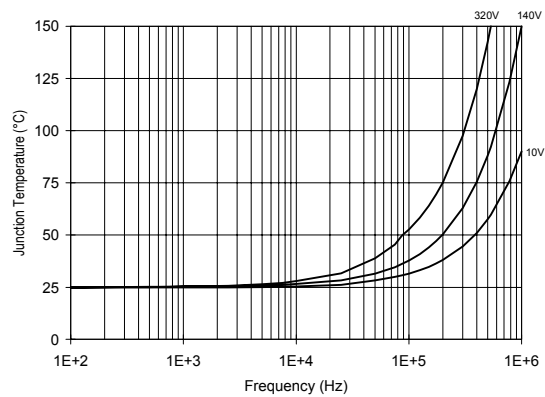
**Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage**



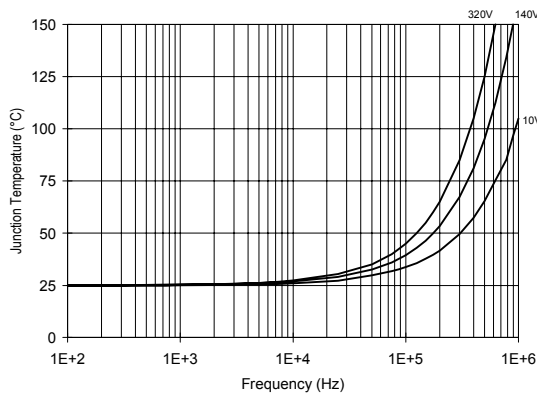
**Figure 28. IR2110/IR2113 TJ vs. Frequency (IRFBC20)  $R_{GATE} = 33\Omega$ ,  $V_{CC} = 15V$**



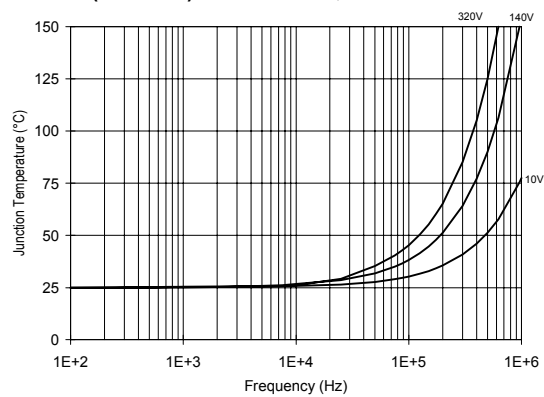
**Figure 29. IR2110/IT2113  $T_j$  vs. Frequency (IRFBC30)  $R_{\text{GATE}} = 22\Omega$ ,  $V_{\text{CC}} = 15\text{V}$**



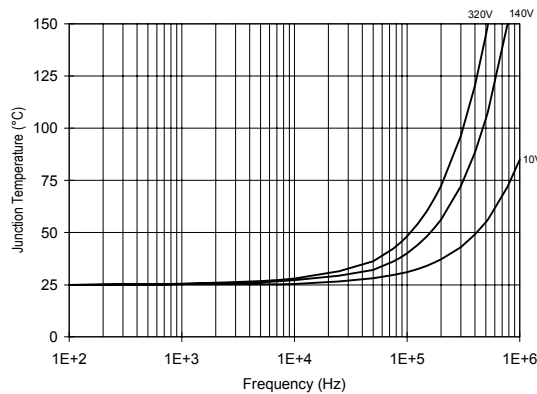
**Figure 30. IR2110/IR2113  $T_j$  vs. Frequency (IRFBC40)  $R_{\text{GATE}} = 15\Omega$ ,  $V_{\text{CC}} = 15\text{V}$**



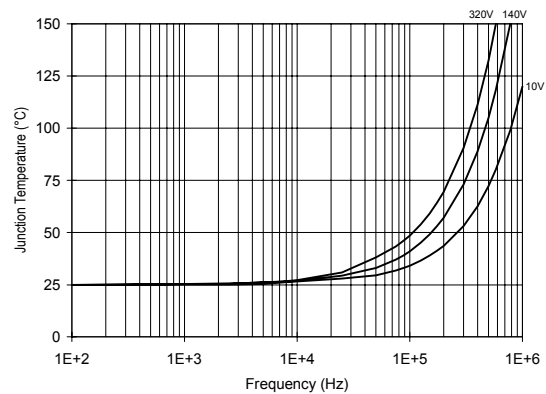
**Figure 31. IR2110/IR2113  $T_j$  vs. Frequency (IRFPE50)  $R_{\text{GATE}} = 10\Omega$ ,  $V_{\text{CC}} = 15\text{V}$**



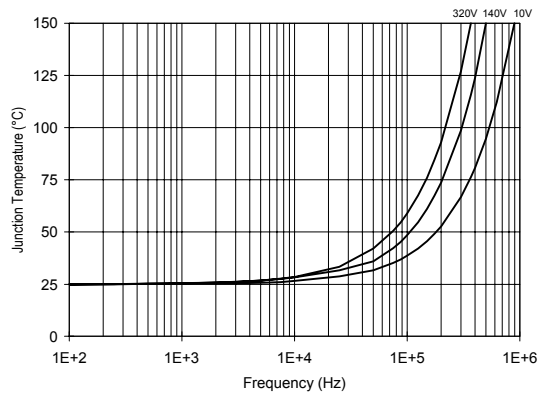
**Figure 32. IR2110S/IR2113S  $T_j$  vs. Frequency (IRFBC20)  $R_{\text{GATE}} = 33\Omega$ ,  $V_{\text{CC}} = 15\text{V}$**



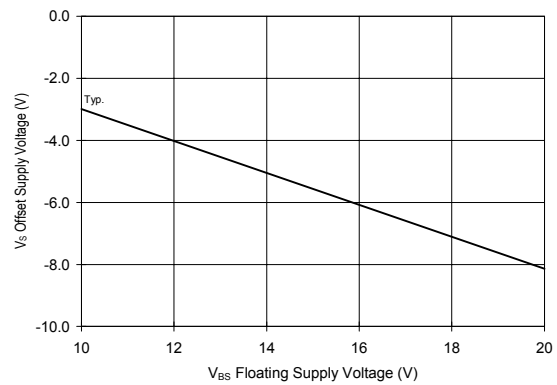
**Figure 33. IR2110S/IR2113S  $T_j$  vs. Frequency (IRFBC30)  $R_{\text{GATE}} = 22\Omega$ ,  $V_{\text{CC}} = 15\text{V}$**



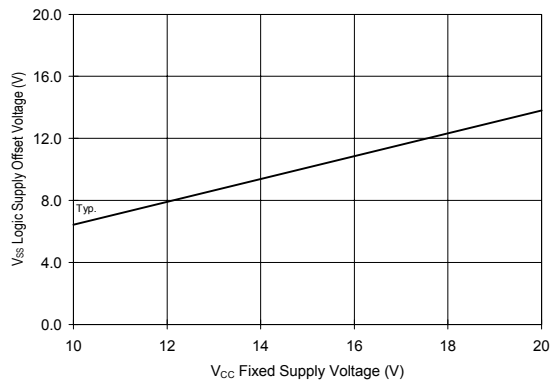
**Figure 34. IR2110S/IR2113S  $T_j$  vs. Frequency (IRFBC40)  $R_{\text{GATE}} = 15\Omega$ ,  $V_{\text{CC}} = 15\text{V}$**



**Figure 35. IR2110S/IR2113S  $T_J$  vs. Frequency (IRFPE50)  $R_{GATE} = 10\Omega$ ,  $V_{CC} = 15V$**

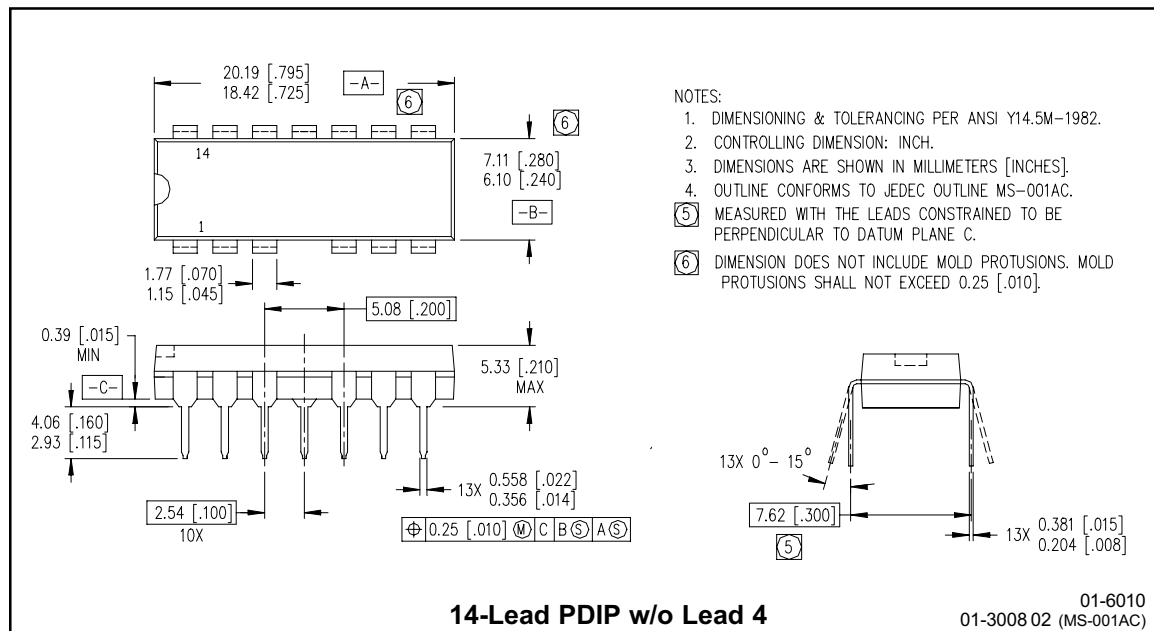
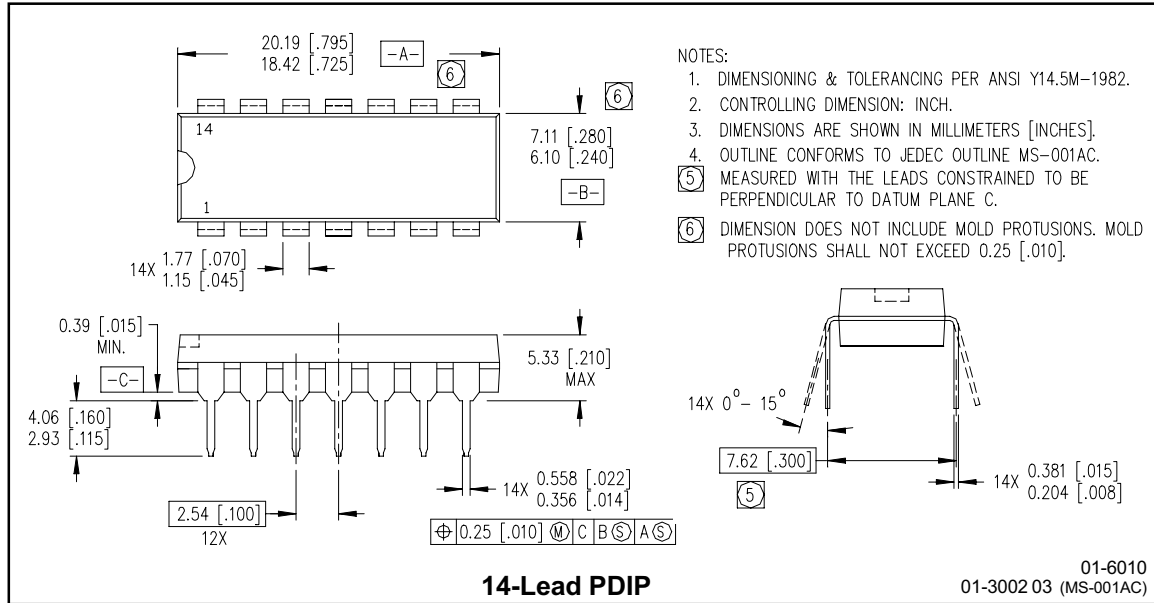


**Figure 36. Maximum  $V_S$  Negative Offset vs.  $V_{BS}$  Supply Voltage**

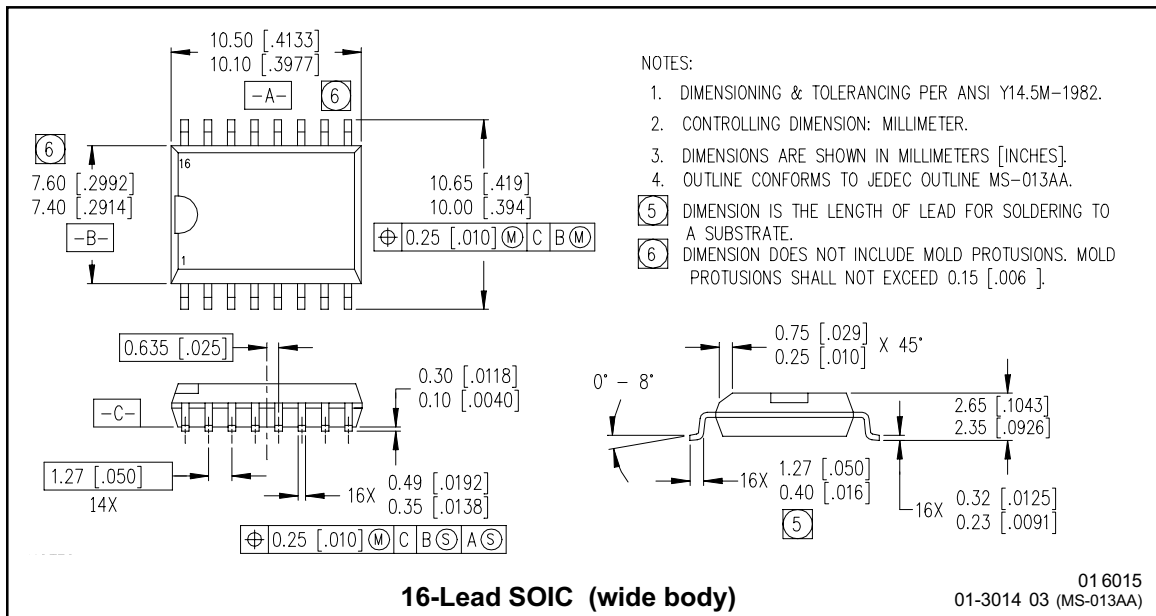
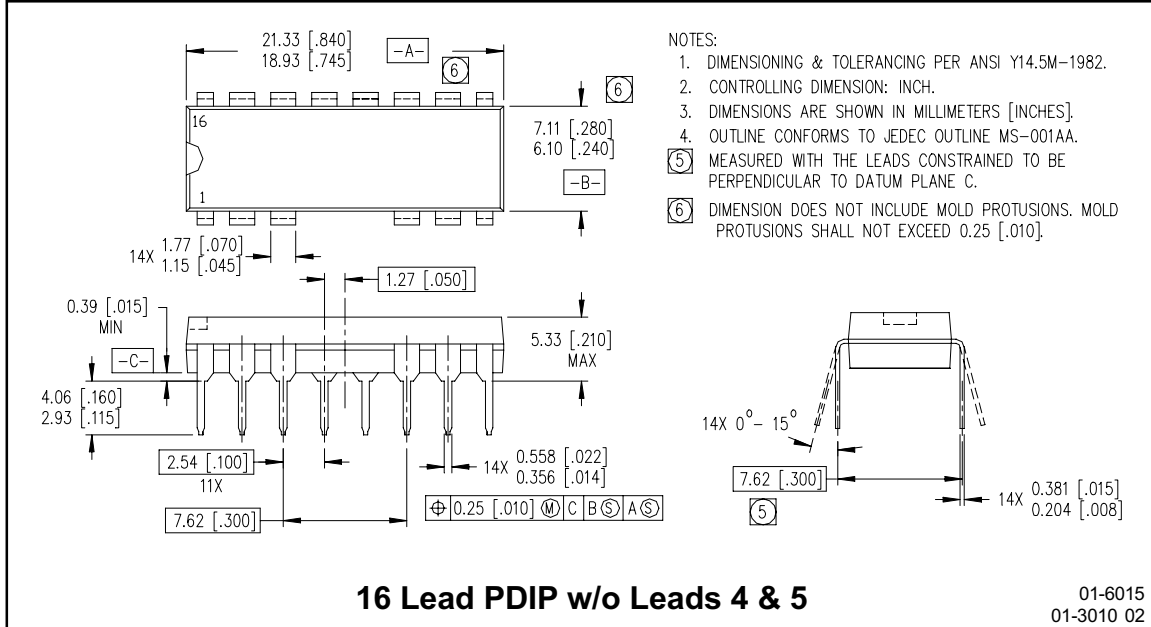


**Figure 37. Maximum  $V_{SS}$  Positive Offset vs.  $V_{CC}$  Supply Voltage**

## Case Outlines



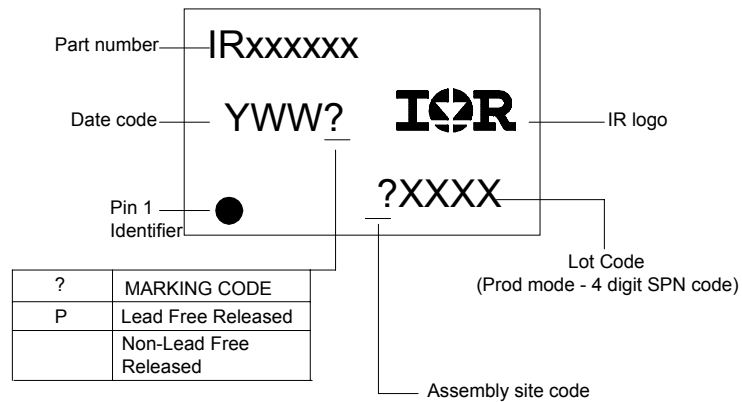
# IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF



# IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International  
**IR** Rectifier

## LEADFREE PART MARKING INFORMATION



## ORDER INFORMATION

**Part only available Lead Free**

14-Lead PDIP IR2110 order IR2110PbF  
14-Lead PDIP IR2110-1 order IR2110-1PbF  
14-Lead PDIP IR2110-2 order IR2110-2PbF  
14-Lead PDIP IR2113 order IR2113PbF  
14-Lead PDIP IR2113-1 order IR2113-1PbF  
14-Lead PDIP IR2113-2 order IR2113-2PbF  
16-Lead SOIC IR2110S order IR2110SPbF  
16-Lead SOIC IR2113S order IR2113SPbF

International  
**IR** Rectifier

**IR WORLD HEADQUARTERS:** 233 Kansas St., El Segundo, California 90245 Tel: (310) 252-7105

**This product has been qualified per industrial level**

*Data and specifications subject to change without notice 3/23/2005*

## Features

### Unregulated Converters

- Industry Standard Pinout
- 1kVDC & 2kVDC Isolation
- UL94V-0 Package Material
- Toroidal Magnetics
- Fully Encapsulated
- Custom Solutions Available
- Efficiency to 85%

**ECONOLINE**

DC/DC-Converter

## RO & RE Series

### Selection Guide

Part Number	Input Voltage	Output Voltage	Output Current	Efficiency
SIP 4      SIP 7      (2kV)	(VDC)	(VDC)	(mA)	(%)
RO-xx1.8S    RE-xx1.8S    (H)	1.8, 3.3, 5, 9, 12, 15, 24	1.8	555	70
RO-xx3.3S    RE-xx3.3S    (H)	1.8, 3.3, 5, 9, 12, 15, 24	3.3	303	75
RO-xx05S    RE-xx05S    (H)	1.8, 3.3, 5, 9, 12, 15, 24	5	200	70-78
RO-xx09S    RE-xx09S    (H)	1.8, 3.3, 5, 9, 12, 15, 24	9	111	76-78
RO-xx12S    RE-xx12S    (H)	1.8, 3.3, 5, 9, 12, 15, 24	12	83	78-80
RO-xx15S    RE-xx15S    (H)	1.8, 3.3, 5, 9, 12, 15, 24	15	66	80-84
RO-xx24S    RE-xx24S    (H)	1.8, 3.3, 5, 9, 12, 15, 24	24	42	74-85

xx = Input Voltage

\*add Suffix "P" for Continuous Short Circuit Protection

### Specifications (Core Operating Area)

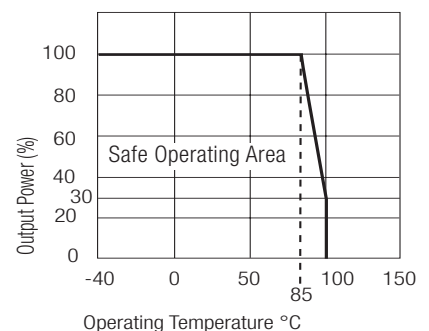
Input Voltage Range			±10%
Output Voltage Accuracy			±5%
Line Voltage Regulation			1.2%/1% of Vin max.
Load Voltage Regulation (10% to 100% full load)	1.8V, 3.3V output types		20% max.
	5V output type		15% max.
	9V, 12V, 15V, 24V output types		10% max.
Output Ripple and Noise (20MHz limited)			100mVp-p max.
Operating Frequency			50kHz min. / 100kHz typ. / 105kHz max.
Efficiency at Full Load			70% min. / 80% typ.
No Load Power Consumption			101mW min. / 126mW typ. / 171mW max.
Isolation Voltage		(tested for 1 second)	1.000VDC min.
Rated Working Voltage		(long term isolation)	see Application Notes
Isolation Voltage	H-Suffix	(tested for 1 second)	2.000VDC min.
Rated Working Voltage	H-Suffix	(long term isolation)	see Application Notes
Isolation Capacitance			20pF min. / 75pF max.
Isolation Resistance			10 GΩ min.
Short Circuit Protection			1 Second
P-Suffix			Continuous
Operating Temperature Range (free air convection)			-40°C to +85°C (see Graph)
Storage Temperature Range			-55°C to +125°C
Relative Humidity		MSL Level 1	95% RH
Package Weight		RO types	1.4g
		RE types	2.2g
MTBF (+25°C)  (+85°C)	} Detailed Information see Application Notes chapter "MTBF"	using MIL-HDBK 217F	RO types 985 x 10³ hours
			RE types 992 x 10³ hours
		using MIL-HDBK 217F	RO types 200 x 10³ hours
			RE types 145 x 10³ hours

## 1 Watt SIP4 & SIP7 Single Output



**RECOM**

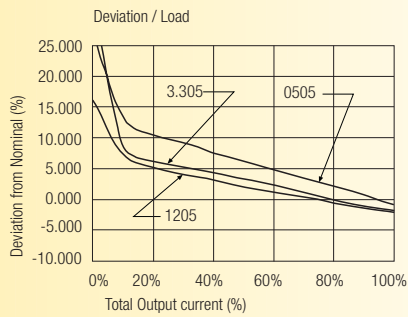
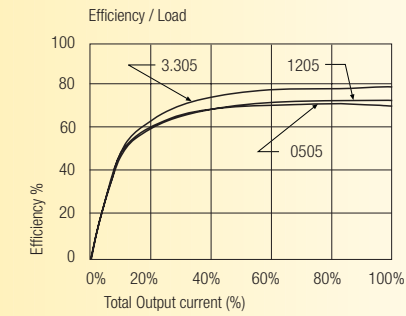
## Derating-Graph (Ambient Temperature)



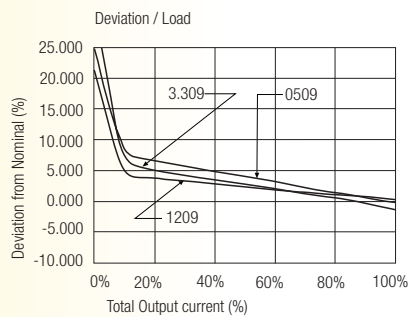
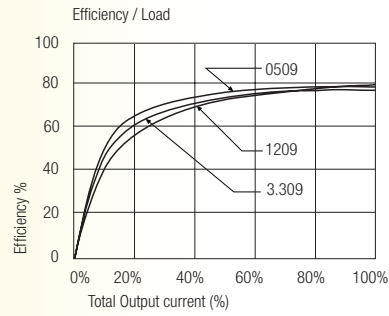


**Typical Characteristics**

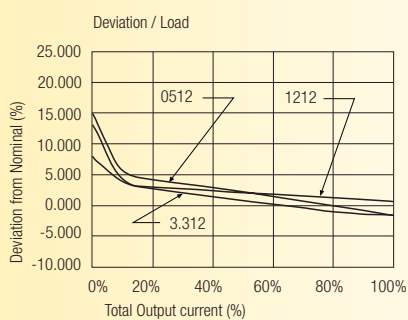
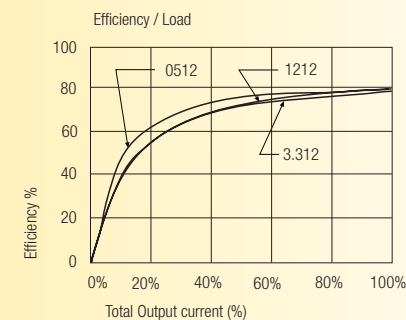
**RO/RE-xx05S**



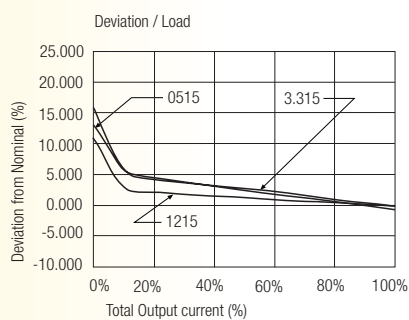
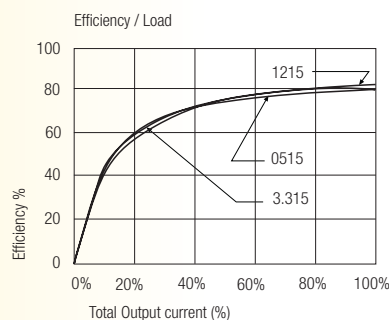
**RO/RE-xx09S**



**RO/RE-xx12S**

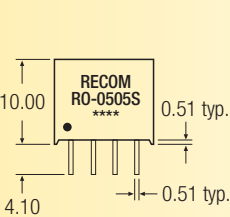


**RO/RE-xx15S**

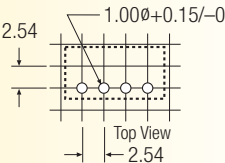
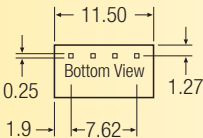


Package Style and Pinning (mm)

4 PIN SIP Package



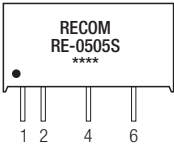
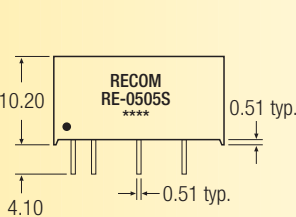
Recommended Footprint Details



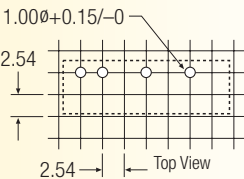
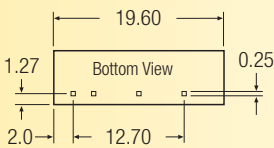
RO Pin Connections

Pin #	Single
1	-Vin
2	+Vin
3	-Vout
4	+Vout
XX.X ± 0.5 mm	
XX.XX ± 0.25 mm	

7 PIN SIP Package



Recommended Footprint Details



RE Pin Connections

Pin #	Single
1	+Vin
2	-Vin
4	-Vout
6	+Vout
XX.X ± 0.5 mm	
XX.XX ± 0.25 mm	

## Features

### Regulated Converters

- 2:1 Wide Range Voltage Input
- 1kVDC, 2kVD & 3kVDC Isolation
- UL94V-0 Package Material
- Continuous Short Circuit Protection with Current Foldback
- Low Noise
- No External Capacitor needed
- Efficiency to 83%

**ECONOLINE**

DC/DC-Converter

## RS Series

### Selection Guide 5V, 12V, 24V and 48V Input Types

Part Number	Input Voltage Range (VDC)	Rated Output Voltageat (VDC)	Output Current Full Load (mA)	Efficiency typ. (%)	Capacitive Load max. $\mu$ F
SIP8	(VDC)	(VDC)	(mA)	(%)	$\mu$ F
RS-053.3S (H2/H3)	4.5 - 9	3.3	500	68	1000
RS-0505S (H2/H3)	4.5 - 9	5	400	73	1000
RS-0509S (H2/H3)	4.5 - 9	9	222	74	470
RS-0512S (H2/H3)	4.5 - 9	12	166	75	220
RS-0515S (H2/H3)	4.5 - 9	15	134	75	100
RS-123.3S (H2/H3)	9 - 18	3.3	500	69	1000
RS-1205S (H2/H3)	9 - 18	5	400	75	1000
RS-1209S (H2/H3)	9 - 18	9	222	78	470
RS-1212S (H2/H3)	9 - 18	12	166	80	220
RS-1215S (H2/H3)	9 - 18	15	134	80	100
RS-243.3S (H2/H3)	18 - 36	3.3	500	70	1000
RS-2405S (H2/H3)	18 - 36	5	400	78	1000
RS-2409S (H2/H3)	18 - 36	9	222	81	470
RS-2412S (H2/H3)	18 - 36	12	166	83	220
RS-2415S (H2/H3)	18 - 36	15	134	83	100
RS-483.3S (H2/H3)	36 - 72	3.3	500	73	1000
RS-4805S (H2/H3)	36 - 72	5	400	78	1000
RS-4809S (H2/H3)	36 - 72	9	222	81	470
RS-4812S (H2/H3)	36 - 72	12	166	83	220
RS-4815S (H2/H3)	36 - 72	15	134	83	100
RS-053.3D (H2/H3)	4.5 - 9	$\pm$ 3.3	$\pm$ 250	68	$\pm$ 470
RS-0505D (H2/H3)	4.5 - 9	$\pm$ 5	$\pm$ 200	73	$\pm$ 470
RS-0509D (H2/H3)	4.5 - 9	$\pm$ 9	$\pm$ 111	74	$\pm$ 220
RS-0512D (H2/H3)	4.5 - 9	$\pm$ 12	$\pm$ 83	75	$\pm$ 100
RS-0515D (H2/H3)	4.5 - 9	$\pm$ 15	$\pm$ 67	75	$\pm$ 47
RS-123.3D (H2/H3)	9 - 18	$\pm$ 3.3	$\pm$ 250	69	$\pm$ 470
RS-1205D (H2/H3)	9 - 18	$\pm$ 5	$\pm$ 200	75	$\pm$ 470
RS-1209D (H2/H3)	9 - 18	$\pm$ 9	$\pm$ 111	78	$\pm$ 220
RS-1212D (H2/H3)	9 - 18	$\pm$ 12	$\pm$ 83	80	$\pm$ 100
RS-1215D (H2/H3)	9 - 18	$\pm$ 15	$\pm$ 67	80	$\pm$ 47
RS-243.3D (H2/H3)	18 - 36	$\pm$ 3.3	$\pm$ 250	70	$\pm$ 470
RS-2405D (H2/H3)	18 - 36	$\pm$ 5	$\pm$ 200	78	$\pm$ 470
RS-2409D (H2/H3)	18 - 36	$\pm$ 9	$\pm$ 111	81	$\pm$ 220
RS-2412D (H2/H3)	18 - 36	$\pm$ 12	$\pm$ 83	83	$\pm$ 100
RS-2415D (H2/H3)	18 - 36	$\pm$ 15	$\pm$ 67	83	$\pm$ 47
RS-483.3D (H2/H3)	36 - 72	$\pm$ 3.3	$\pm$ 250	73	$\pm$ 470
RS-4805D (H2/H3)	36 - 72	$\pm$ 5	$\pm$ 200	78	$\pm$ 470
RS-4809D (H2/H3)	36 - 72	$\pm$ 9	$\pm$ 111	81	$\pm$ 220
RS-4812D (H2/H3)	36 - 72	$\pm$ 12	$\pm$ 83	83	$\pm$ 100
RS-4815D (H2/H3)	36 - 72	$\pm$ 15	$\pm$ 67	83	$\pm$ 47

## 2 Watt SIP8 Isolated Single & Dual Output



**EN-60950-1 Certified**

**EN-60601-1 Certified  
(Suffix H2/H3 )**

**RECOM**

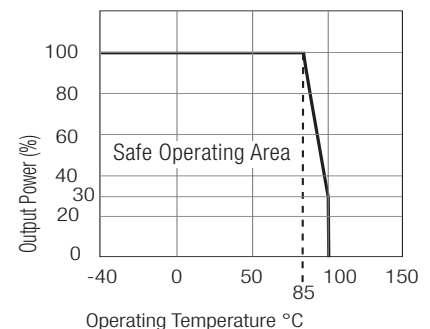
### Description

High power-density, an industrial temperature range of  $-40^{\circ}\text{C}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$  and extra features like Remote-On-Off-control are just some of the characteristics of this converter, ideal for highly sophisticated industrial designs. The RS series is available with isolation of 2kV or 3kV by choosing option "/H2" or "/H3" in which case it is also ideal for medical applications which additionally require EN-60601-1 certification.

### Electrical Specifications (measured at $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ , at nominal input voltage and rated output current unless otherwise specified)

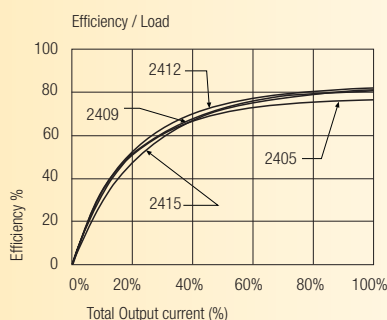
Input Voltage Range		2:1	
Output Accuracy	Single output	±1%	
	Dual output	±2%	
Line Voltage Regulation	Single output	±0.2% max.	
	Dual output	±0.5% max.	
Load Voltage Regulation (25% to 100% full load)	Single & Dual output	±0.5% typ.	
Output Ripple and Noise (20MHz limited)		50mVp-p max.	
Switching Frequency (at full Load)	Single output	85kHz min.	
	Dual output	100kHz min. / 700kHz max.	
Efficiency at Full Load		70% min. / 80% typ.	
No Load Power Consumption		50mW min. / 139mW typ. / 250mW max.	
Isolation Voltage	(tested for 1 second)	1000VDC min.	
	H2	2000VDC min.	
	H3	3000VDC min.	
Rated Working Voltage	(long term isolation)	see Application Notes	
Isolation Capacitance (1000V version)	Single	10pF min. / 40pF typ. / 60pF max.	
Isolation Capacitance (H2 and H3)	Single	5pF min. / 30pF typ. / 60pF max.	
Isolation Capacitance (1000V version)	Dual	120pF min. / 170pF typ. / 250pF max.	
Isolation Capacitance (H2 and H3)	Dual	5pF min. / 30pF typ. / 60pF max.	
Isolation Resistance		1GΩ min.	
Short Circuit Protection		Continuous	
Operating Temperature Range		−40°C to +85°C	
Storage Temperature Range		−55°C to +125°C	
Relative Humidity		95% RH	
Package Weight		4.8g	
MTBF (+25°C) (+85°C)	} Detailed Information see Application Notes chapter "MTBF"	using MIL-HDBK 217F	1398 x 10 <sup>3</sup> hours
		using MIL-HDBK 217F	210 x 10 <sup>3</sup> hours

### Derating-Graph (Ambient Temperature)

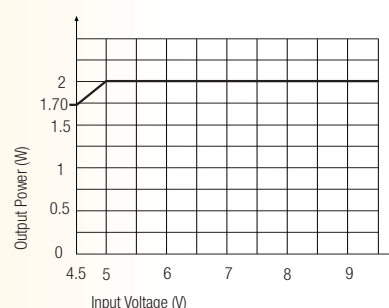


### Typical Characteristics

#### RS-24xx



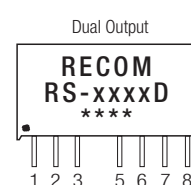
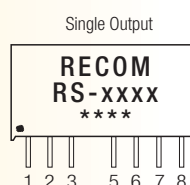
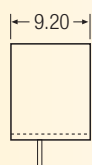
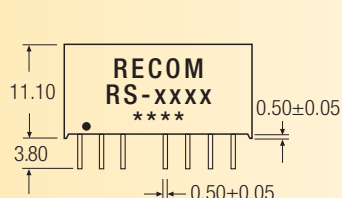
#### RS-types



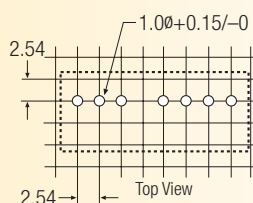
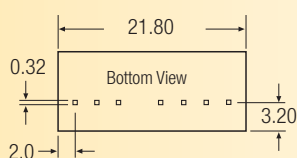
### Package Style and Pinning (mm)

#### 8 PIN SIP Package

3rd angle projection



#### Recommended Footprint Details



#### Pin Connections

Pin #	Single	Dual
1	-Vin	-Vin
2	+Vin	+Vin
3	CTRL	CTRL
5	NC	NC
6	+Vout	+Vout
7	-Vout	Com
8	NC*	-Vout

NC = No Connection

NC\* = NC, but no external Connection allowed.

XX.X ± 0.5 mm

XX.XX ± 0.25 mm

Control Pin Input Current: 10mA

Voltage Set Point Accuracy with external input/output capacitors refer to recommended test circuit: typ. ± 1% max. ± 2%

Control Pin (CTRL) Input Current, control voltage applied via 1K resistor, output voltage must reduce to 0V: typ. 3mA max. 6mA

#### Pin 3 (CTRL)

This pin provides an Off function which puts the converter into a low power mode. When the pin is 'high' the converter is OFF and when the pin is high 'Z' the converter is ON. There is no allowed low state for this pin. Voltage to be applied via a limiting resistor with a recommended value of 1K for RS-05xx; 3.3K for RS-12xx; RS-24xx and 10K for RS-48xx).

#### Pin 5 (NC)

This pin is used internally and must have no external connection.

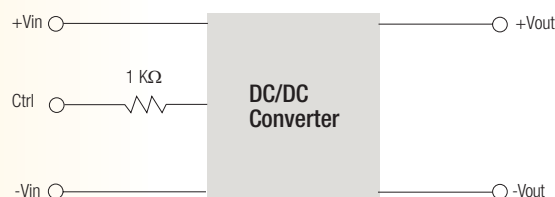
#### Pin 8 (NC\*)

No external connection allowed.

### Application circuit

#### Remote ON/OFF

- ON: open or high impedance.
- OFF: 3---6mA input current applied Via 1KΩ resistor (OFF stand by current 10mA max.)



**Lin** RS- types 4.7μH ~ 100μH

**Cout** RS- types 22μF ~ 100μF/25V

## TURBOSWITCH ULTRA-FAST HIGH VOLTAGE DIODE

### MAIN PRODUCT CHARACTERISTICS

$I_{F(AV)}$	8A
$V_{RRM}$	1200V
$t_{rr}(typ)$	50ns
$V_F(max)$	2.0V

### FEATURES AND BENEFITS

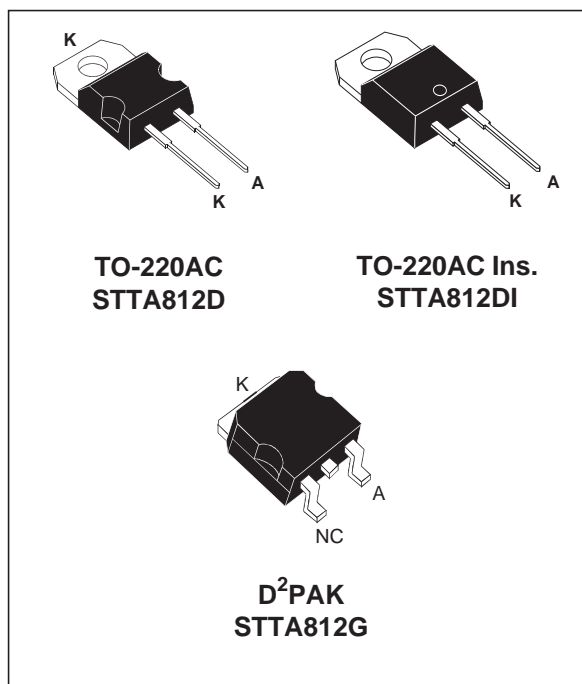
- ULTRA-FAST, SOFT RECOVERY.
- VERY LOW OVERALL POWER LOSSES IN BOTH THE DIODE AND THE COMPANION TRANSISTOR.
- HIGH FREQUENCY AND/OR HIGH PULSED CURRENT OPERATION.
- HIGH REVERSE VOLTAGE CAPABILITY
- INSULATED PACKAGE : TO-220AC Ins.  
Electrical insulation : 2500V<sub>RMS</sub>  
Capacitance : 7pF.

### DESCRIPTION

TURBOSWITCH 1200V drastically cuts losses in all high voltage operations which require extremely fast, soft and noise-free power diodes. Due to their optimized switching performances they also highly decrease power losses in any associated switching IGBT or MOSFET in all "freewheel mode" operations.

### ABSOLUTE RATINGS (limiting values)

Symbol	Parameter		Value	Unit
$V_{RRM}$	Repetitive peak reverse voltage		1200	V
$V_{RSM}$	Non repetitive peak reverse voltage		1200	V
$I_{F(RMS)}$	RMS forward current	TO-220AC/ D <sup>2</sup> PAK	30	A
		TO-220AC Ins.	20	A
$I_{FRM}$	Repetitive peak forward current	tp = 5 μs F = 5kHz square	110	A
$I_{FSM}$	Surge non repetitive forward current	tp = 10ms sinusoidal	70	A
$T_{stg}$	Storage temperature range		- 65 to + 150	°C
$T_j$	Maximum operating junction temperature		150	°C



They are particularly suitable in motor control circuitries, or in the primary of SMPS as snubber, clamping or demagnetizing diodes. They are also suitable for secondary of SMPS as high voltage rectifier diodes.

**STTA812D/DI/G****THERMAL AND POWER DATA**

Symbol	Parameter		Conditions	Value	Unit
$R_{th(j-c)}$	Junction to case thermal resistance	TO-220AC/D <sup>2</sup> PAK TO-220AC Ins.		2.3 3.3	°C/W
$P_1$	Conduction power dissipation $I_{F(AV)} = 8A$ $\delta = 0.5$	TO-220AC/D <sup>2</sup> PAK TO-220AC Ins.	$T_c = 105^\circ C$ $T_c = 85^\circ C$	19.5	W
$P_{max}$	Total power dissipation $P_{max} = P_1 + P_3$ ( $P_3 = 10\% P_1$ )	TO-220AC/D <sup>2</sup> PAK TO-220AC Ins.	$T_c = 100^\circ C$ $T_c = 79^\circ C$	21.5	W

**STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

Symbol	Parameter	Test conditions		Min	Typ	Max	Unit
$V_F$ *	Forward voltage drop	$I_F = 8A$	$T_j = 25^\circ C$ $T_j = 125^\circ C$		1.35	2.2 2.0	V V
$I_R$ **	Reverse leakage current	$V_R = 0.8 \times V_{RRM}$	$T_j = 25^\circ C$ $T_j = 125^\circ C$		0.6	100 4	$\mu A$ mA
$V_{to}$	Threshold voltage	$I_p < 3 \cdot I_{AV}$	$T_j = 125^\circ C$			1.57	V
$r_d$	Dynamic parameter					54	m $\Omega$

Test pulses : \*  $t_p = 380 \mu s$ ,  $\delta < 2\%$

\*\*  $t_p = 5 ms$ ,  $\delta < 2\%$

To evaluate the maximum conduction losses use the following equation :

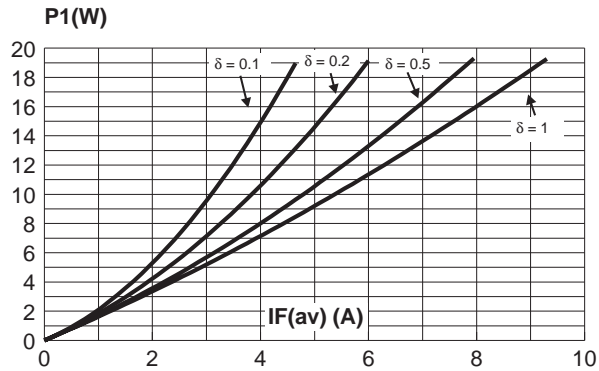
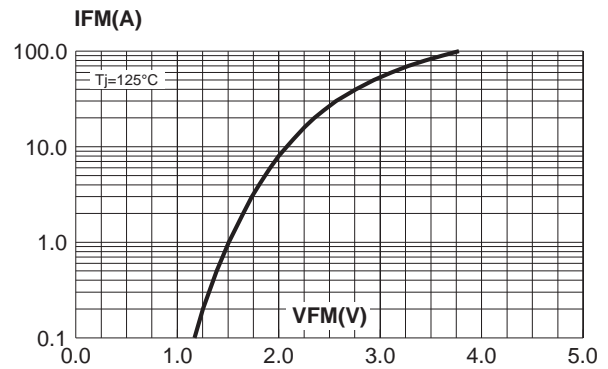
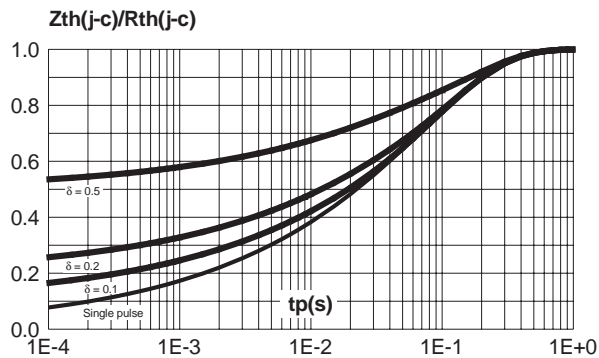
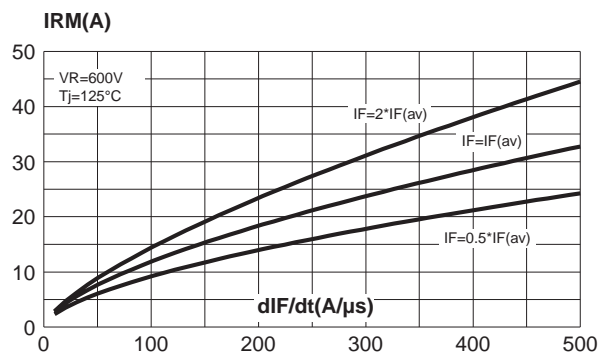
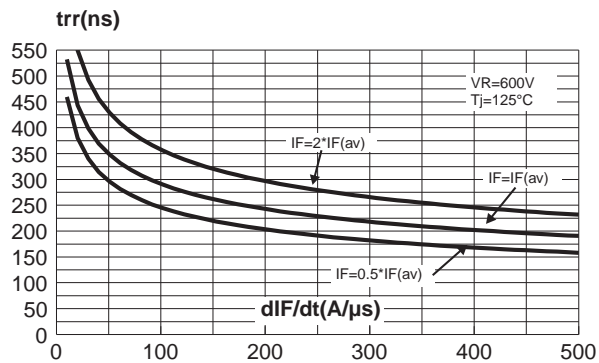
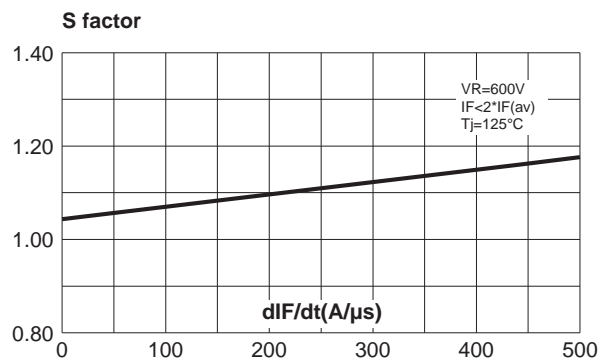
$$P = V_{to} \times I_{F(AV)} + r_d \times I_F^2(RMS)$$

**DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS****TURN-OFF SWITCHING**

Symbol	Parameter	Test conditions	Min	Typ	Max	Unit
$t_{rr}$	Reverse recovery time	$T_j = 25^\circ C$ $I_F = 0.5 A$ $I_R = 1 A$ $I_{rr} = 0.25 A$ $I_F = 1 A$ $dl_F/dt = -50 A/\mu s$ $V_R = 30 V$		50	100	ns
$I_{RM}$	Maximum reverse recovery current	$T_j = 125^\circ C$ $V_R = 600 V$ $I_F = 8 A$ $dl_F/dt = -64 A/\mu s$ $dl_F/dt = -500 A/\mu s$		25	12	A
S factor	Softness factor	$T_j = 125^\circ C$ $V_R = 600 V$ $I_F = 8 A$ $dl_F/dt = -500 A/\mu s$		1.2		-

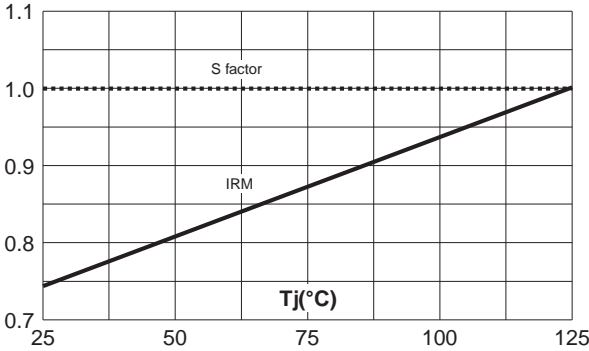
**TURN-ON SWITCHING**

Symbol	Parameter	Test conditions	Min	Typ	Max	Unit
$t_{fr}$	Forward recovery time	$T_j = 25^\circ C$ $I_F = 8 A$ , $dl_F/dt = 64 A/\mu s$ measured at $1.1 \times V_{Fmax}$			900	ns
$V_{Fp}$	Peak forward voltage	$T_j = 25^\circ C$ $I_F = 8 A$ , $dl_F/dt = 64 A/\mu s$ $I_F = 40 A$ , $dl_F/dt = 500 A/\mu s$		45	35	V

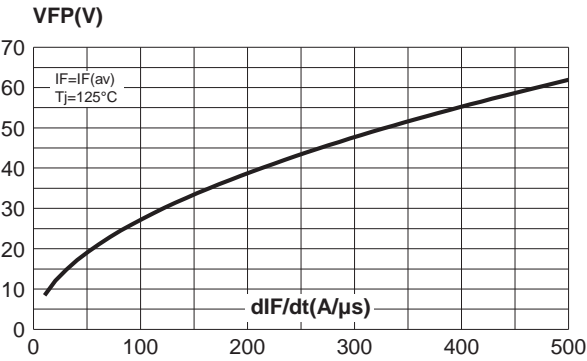
**Fig. 1:** Conduction losses versus average current.**Fig. 2:** Forward voltage drop versus forward current (maximum values).**Fig. 3:** Relative variation of thermal impedance junction to case versus pulse duration.**Fig. 4:** Peak reverse recovery current versus  $dl_F/dt$  (90% confidence).**Fig. 5:** Reverse recovery time versus  $dl_F/dt$  (90% confidence).**Fig. 6:** Softness factor ( $t_b/t_a$ ) versus  $dl_F/dt$  (typical values).



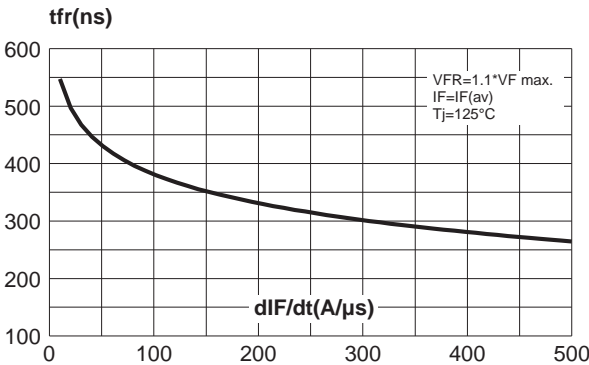
**Fig. 7:** Relative variation of dynamic parameters versus junction temperature (reference  $T_j=125^{\circ}\text{C}$ ).



**Fig.8:** Transient peak forward voltage versus  $dI_F/dt$  (90% confidence).



**Fig. 9:** Forward recovery time versus  $dI_F/dt$  (90% confidence).



## APPLICATION DATA

The 1200V TURBOSWITCH series has been designed to provide the lowest overall power losses in all high frequency or high pulsed current operations. In such applications (Fig A to D), the way of calculating the power losses is given below :

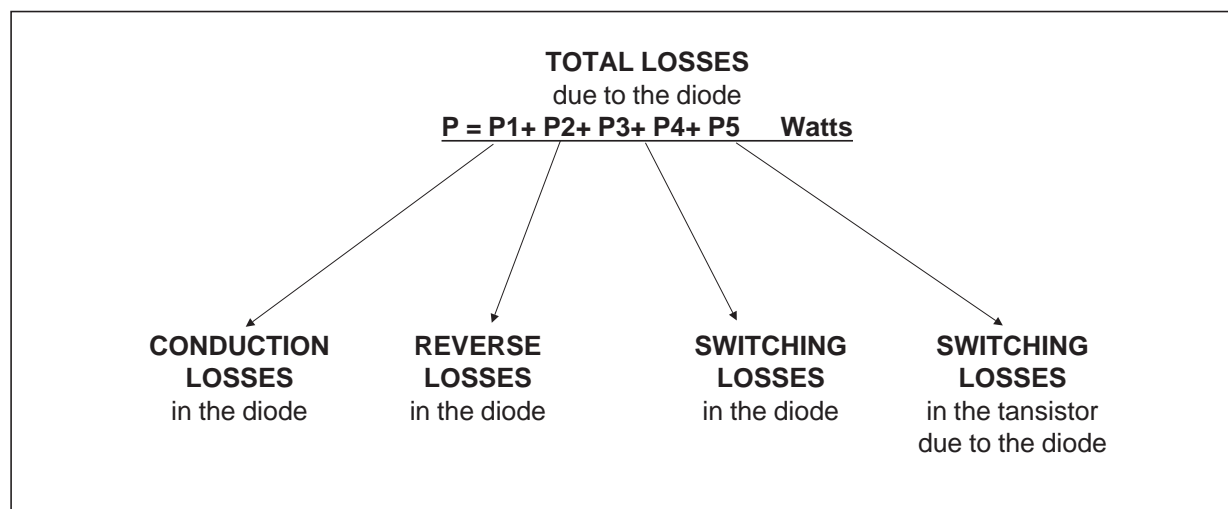
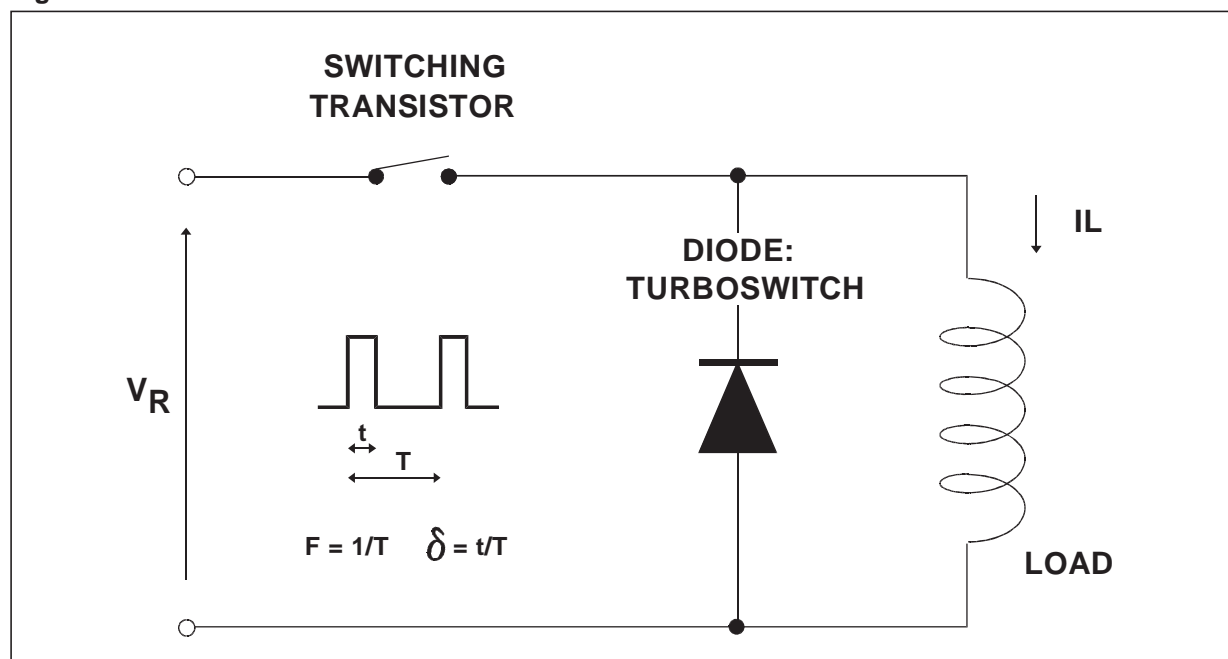
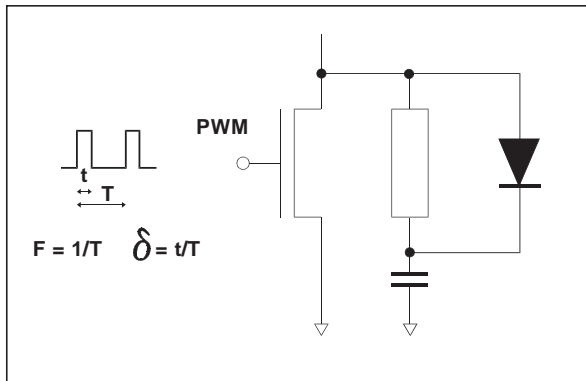


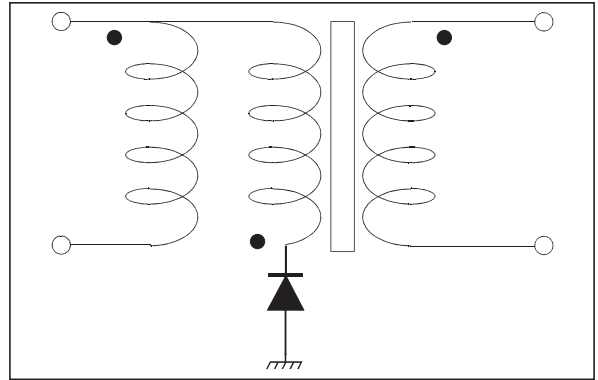
Fig. A: "FREEWHEEL" MODE.



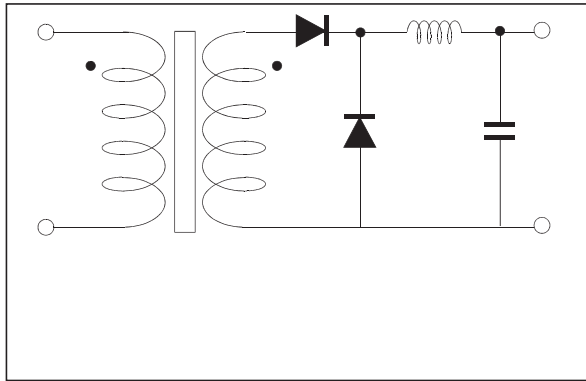
**Fig. B: SNUBBER DIODE.**



**Fig. C: DEMAGNETIZING DIODE.**

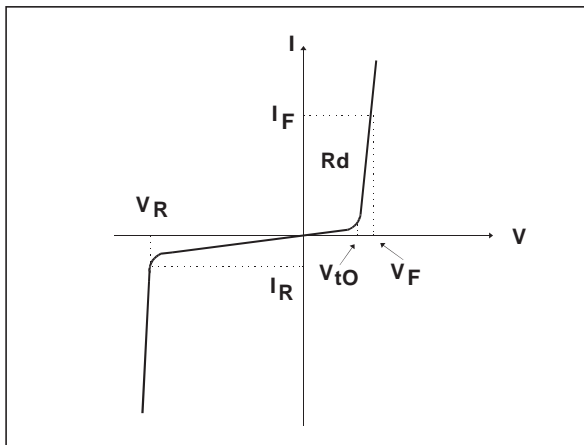


**Fig. D: RECTIFIER DIODE.**



## STATIC & DYNAMIC CHARACTERISTICS . POWER LOSSES .

**Fig. E: STATIC CHARACTERISTICS**



**Conduction losses :**

$$P1 = V_{t0} \cdot I_{F(AV)} + R_d \cdot I_F^2(RMS)$$

**Reverse losses :**

$$P2 = V_R \cdot I_R \cdot (1 - \delta)$$

## APPLICATION DATA (Cont'd)

Fig. F: TURN-OFF CHARACTERISTICS

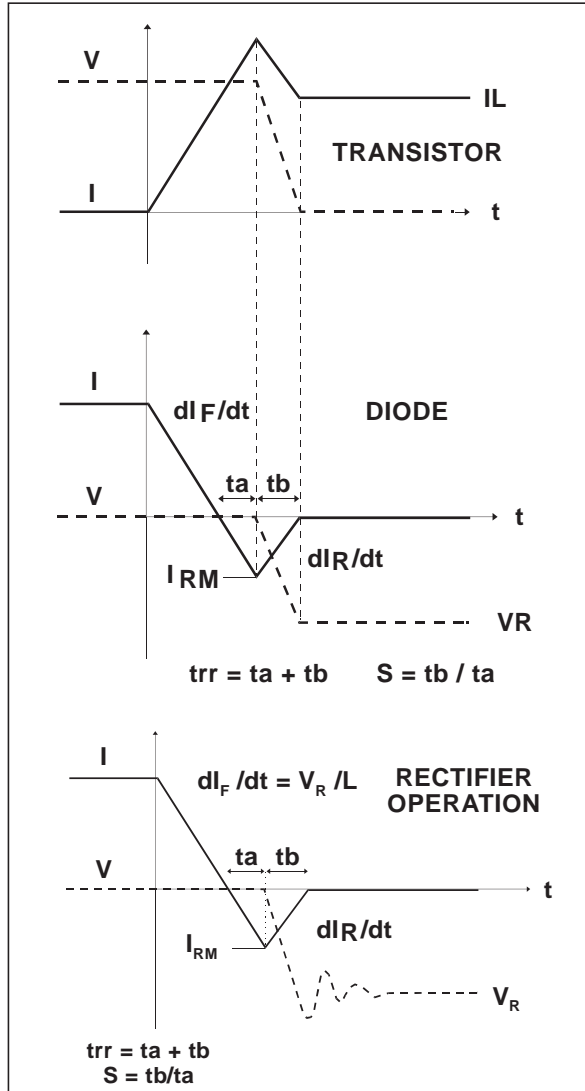
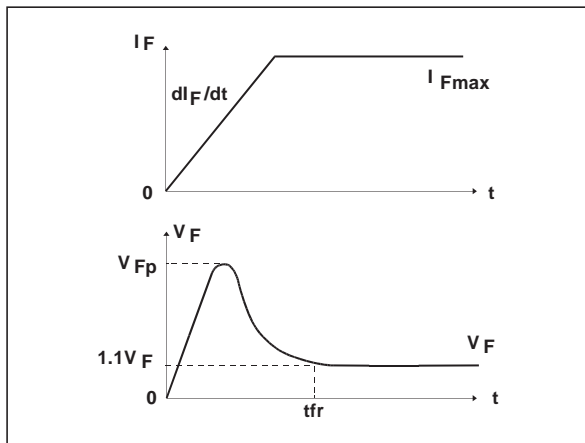


Fig. G: TURN-ON CHARACTERISTICS



**Turn-on losses :**  
(in the transistor, due to the diode)

$$P5 = \frac{V_R \times I_{RM}^2 \times (3 + 2 \times S) \times F}{6 \times dI_F/dt} + \frac{V_R \times I_{RM} \times I_L \times (S + 2) \times F}{2 \times dI_F/dt}$$

**Turn-off losses (in the diode) :**

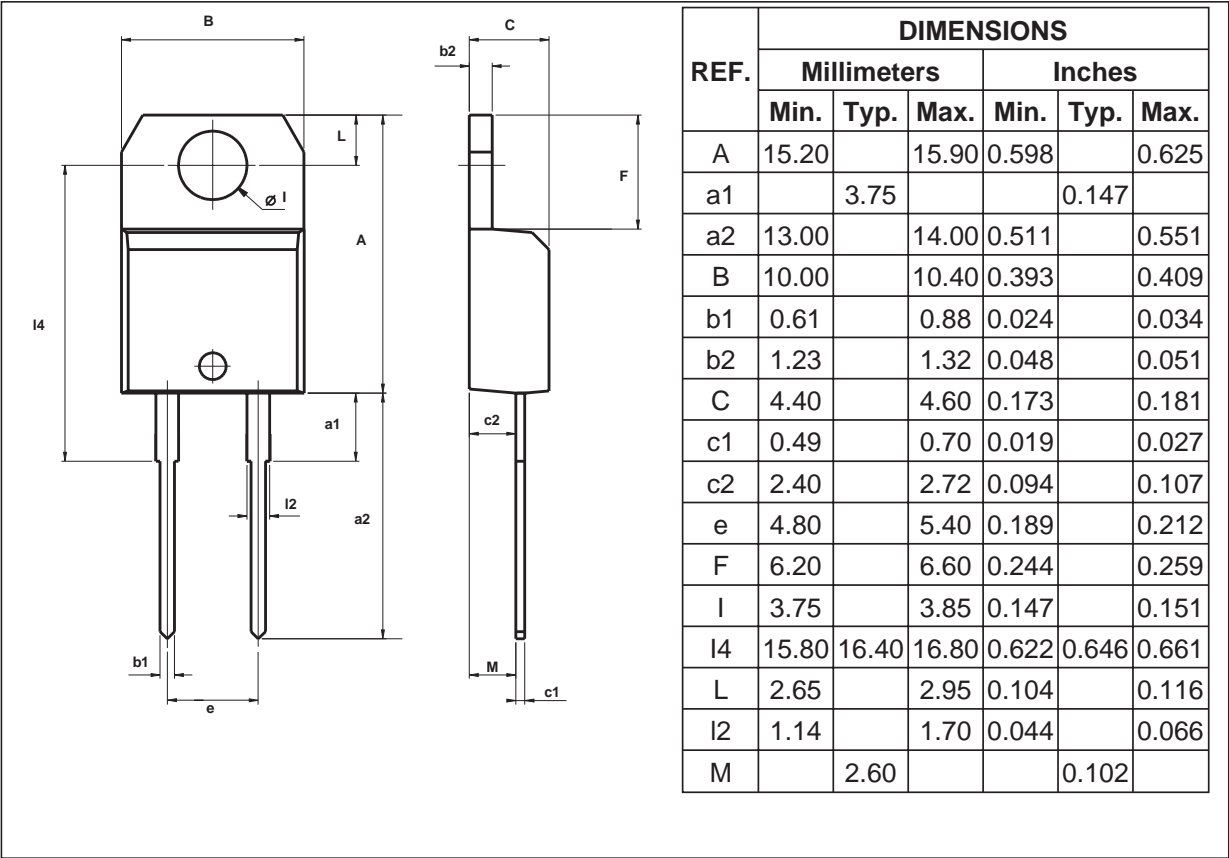
$$P3 = \frac{V_R \times I_{RM}^2 \times S \times F}{6 \times dI_F/dt}$$

**Turn-off losses :**  
(with non negligible serial inductance)

$$P3' = \frac{V_R \times I_{RM}^2 \times S \times F}{6 \times dI_F/dt} + \frac{L \times I_{RM}^2 \times F}{2}$$

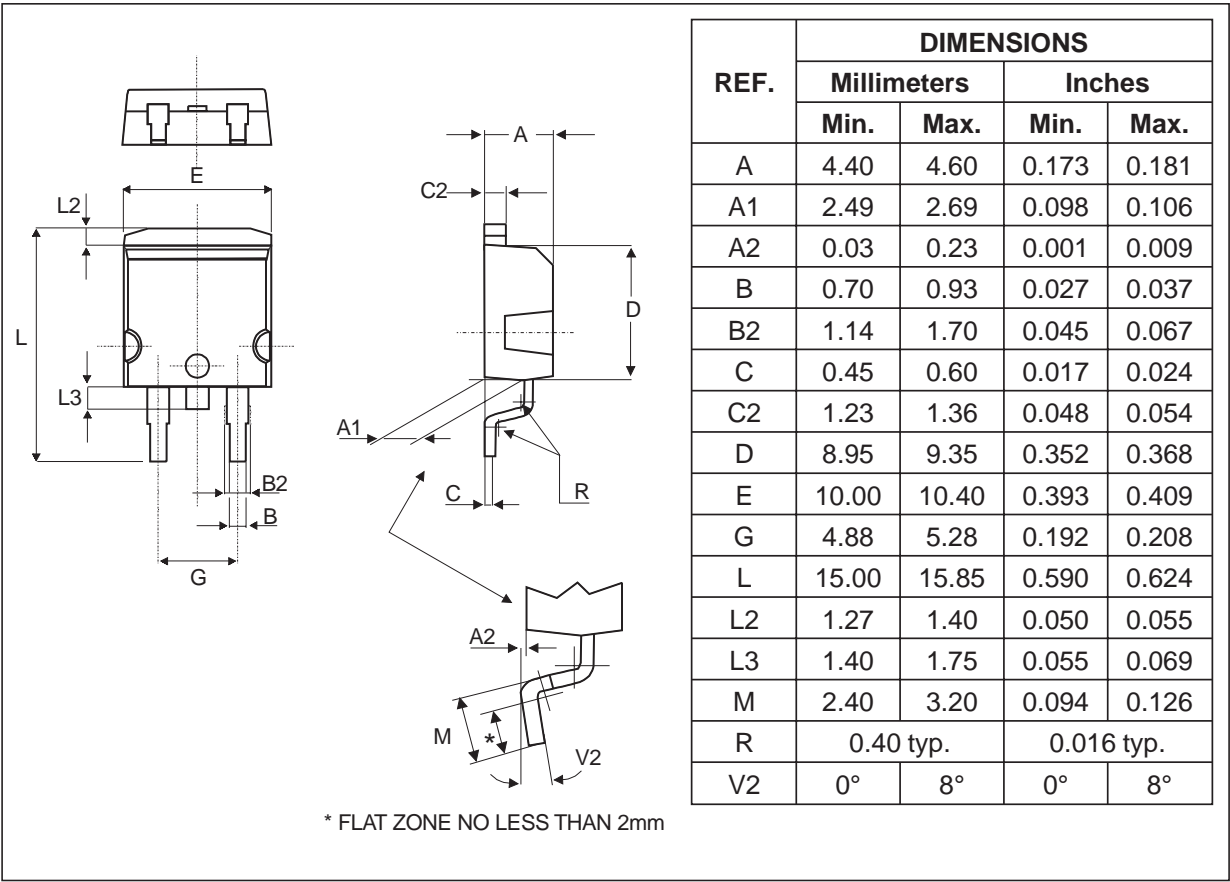
P3, P3' and P5 are suitable for power MOSFET and IGBT

PACKAGE DATA  
TO-220AC Ins.

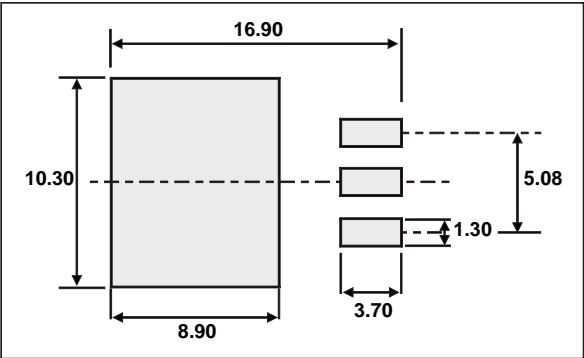


- Cooling method: by conduction (C)
- Recommended torque value: 0.8 m.N
- Maximum torque value: 1.0 m.N

PACKAGE DATA  
D<sup>2</sup>PAK



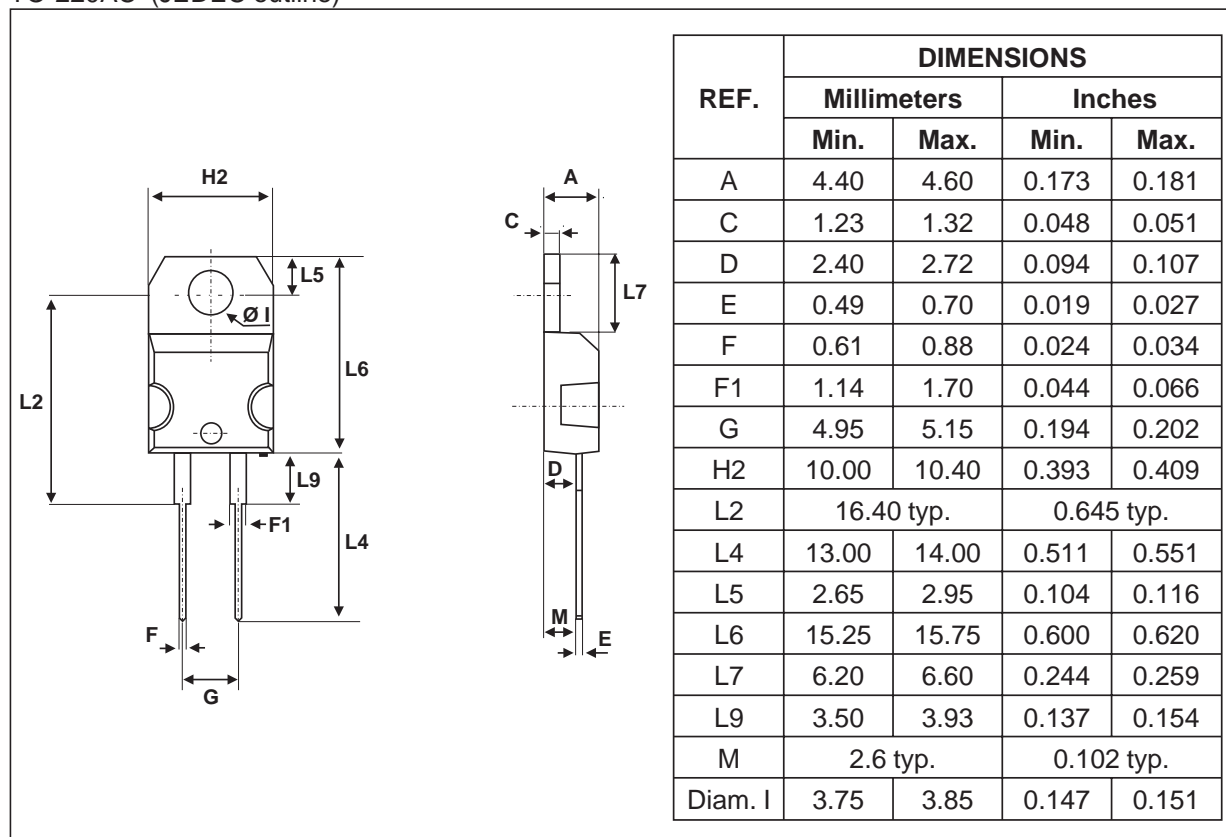
FOOTPRINT DIMENSIONS (in millimeters)



## STTA812D/DI/G

### PACKAGE DATA

TO-220AC (JEDEC outline)



- Cooling method: by conduction (C)
- Recommended torque value: 0.55 m.N
- Maximum torque value: 0.7 m.N

Ordering type	Marking	Package	Weight	Base qty	Delivery mode
STTA812D	STTA812D	TO-220AC	1.86g	50	Tube
STTA812DI	STTA812DI	TO-220AC Ins.	1.86g	250	Bulk
STTA812G	STTA812G	D <sup>2</sup> PAK	1.48g	50	Tube
STTA812G-TR	STTA812G	D <sup>2</sup> PAK	1.48g	500	Tape & reel

- Epoxy meets UL94,V0

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics

© 2002 STMicroelectronics - Printed in Italy - All rights reserved.

STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - Finland - France - Germany  
Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco - Singapore  
Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States.

<http://www.st.com>

This datasheet has been download from:

[www.datasheetcatalog.com](http://www.datasheetcatalog.com)

Datasheets for electronics components.